CAPITULO VII - **Amplificadores Realimentados**: **(A.C.R.TULIC)**

VII.1. - INTRODUCCIÓN:

En la mayoría de los circuitos amplificadores estudiados hasta el presente la señal solo puede transitar desde la malla de entrada o de excitación hacia la malla de salida o de carga, siguiendo un único camino a través del componente activo que se utilice, es decir que no hay otra vinculación entre estas dos mallas dinámicas, que no sea la que establecen los propios transistores. Esto ocurre en la casi totalidad de los circuitos estudiados, tanto monoetapa como aquellos de mas de un transistor, con excepción de los circuitos amplificadores seguidores (de emisor o de fuente) y aquellos amplificadores que hemos definido como "Re sin puentear".

Salvo en esas excepciones la particularidad de los circuitos amplificadores estudiados hasta ahora es que la señal viaja solamente desde la entrada hacia la salida no existiendo la posibilidad de un retorno para que parte de la señal de salida vuelva sobre el circuito de entrada a fin de incorporar un mecanismo que en los circuitos amplificadores se denomina REALIMENTACIÓN.

Quiere decir entonces que todos los circuitos amplificadores estudiados hasta ahora, con las excepciones hechas, son Amplificadores No Realimentados, mientras que como veremos próximamente, los circuitos seguidores o con Re sin puentear son circuitos amplificadores realimentados, en los cuales la topología es tan sencilla que se pueden estudiar, tal como se ha hecho, mediante la teoría tradicional.

Pero en la práctica, además de los circuitos amplificadores hasta ahora estudiados, existe otra categoría de amplificadores en donde se introduce algún o algunos componentes con el objetivo de que la malla de salida y la malla de entrada queden vinculadas para la señal, de modo de establecer otro camino para ésta, además del que establecen los componentes activos, para que una parte de la señal de salida se reinyecte a la entrada produciéndose el efecto de la Realimentación.

A esta nueva categoría de circuitos se los denomina Amplificadores Realimentados y en tanto sus topologías resultan a veces más complicadas que la de los amplificadores estudiados hasta el presente, para su estudio desarrollaremos una nueva metodología, de modo de poder analizar sus características dinámicas de una manera relativamente sencilla.

VII.1.1.- La Realimentación Negativa:

Hemos dicho hasta aquí, que en los amplificadores realimentados, parte de la señal de salida se reinyecta sobre el circuito de entrada. De acuerdo a cómo se produzca dicha reinyección, la señal realimentada se puede sumar a la de excitación exterior, dando lugar así a la Realimentación Positiva o Regenerativa, o bien se puede restar a la señal de excitación exterior, en cuyo caso estaremos frente a la Realimentación Negativa o Degenerativa.

En los circuitos amplificadores lineales la realimentación negativa es utilizada dado que la misma introduce una serie de cambios y mejoras en las características dinámicas del amplificador básico, cambios y mejoras que resultan muy interesantes para alguna aplicación en particular. En cambio en los circuitos amplificadores lineales "de respuesta plana" (igual ganancia para todas las frecuencias de interés) la realimentación positiva no se utiliza o se trata de evitar.

En los estudios que haremos a continuación se continua limitando el rango de frecuencias de excitación a aquel comprendido entre la C.C. y una frecuencia lo suficientemente baja (o baja/media) como para poder seguir despreciando los parámetros reactivos intrínsecos de los elementos activos utilizados, de modo que sus circuitos equivalentes dinámicos de bajo nivel continúen siendo resistivos puros.

Antes de entrar en el tema específico haremos una breve revisión acerca de los conceptos básicos del comportamiento dinámico de los circuitos amplificadores no realimentados y que en buena medida fueron estudiados en los Capítulos precedentes.

VII.1.2.- Clasificación de los Circuitos Amplificadores no Realimentados:

En lo que va del presente trabajo hemos visto varias formas de clasificar a los circuitos amplificadores. Ahora nuestra intensión es clasificarlos desde el punto de vista de su comportamiento dinámico en bajo nivel, poniendo especial atención en los niveles de resistencias de entrada y salida de los mismos así como en la transferencia que el sistema amplificador es capaz de mantener para el mayor número de aplicaciones.

De acuerdo con los estudios ya realizados, cualquier tipo de circuito amplificador, sea de una o más etapas, con transistores bipolares o unipolares, con acoplamiento de señal o acoplamiento de C.C., etc., puede ser representado por un modelo equivalente que tenga en cuenta sus parámetros dinámicos: Resistencia de Entrada del Amplificador (R_{iA}) que en adelante simplemente denominaremos R_i , Resistencia de Salida del Amplificador (R_{oA}) que desde aquí llamaremos R_o y la Transferencia Directa de Señales Sin Considerar la Carga en alguna de sus cuatro dimensiones, a saber A_v - R_m - A_i - G_m medidas las dos primeras con la salida a circuito abierto y las dos últimas con la salida en corto circuito para las señales.

Por ejemplo, tal como se viera en el apartado II.3. para un circuito amplificador emisor común se obtuvo:

$$R_i = h_{ie} \,//\, R_{BT} \quad - \quad R_o = r_o \quad \text{y con} \quad R_d' = r_o \,//\, R_C \,//\, R_L = r_o \,//\, R_d \quad ; \quad A_V = \frac{-h_{fe}}{h_{ie}} \,.\, R_d' \quad \text{por lo que} \quad A_v = -gm \,.\, r_o$$

Con dichas definiciones, cualquier circuito amplificador, con su respectiva fuente de excitación y con su respectiva carga dinámica, por mas complicado que sea, puede ser representado por un circuito equivalente en base al parámetro transferencia Ganancia de Tensión, tal como se representa en la figura VII.1. En él, por definición:

$$A_v = A_{V\,(\text{con la salida a circuito abierto: } Rd\ =\ oo)}$$

Si en base a este esquema el circuito amplificador bajo estudio es capaz de mantener una transferencia de tensiones del sistema A_{Vs} en un valor constante para el mayor número de aplicaciones (diferentes R_s y diferentes R_d), diremos que estamos en presencia de un AMPLIFICADOR DE TENSIÓN.

En el esquema de la figura VII.1., para que ello sea posible debe cumplirse que:

a) la tensión a la salida debe ser: $V_o = A_v \,.\, V_i$ para lo cual debe cumplirse que $R_o << R_d$

b) mientras que en la entrada: $V_i = V_s$ a cuyo efecto la resistencia de entrada $R_i >> R_s$

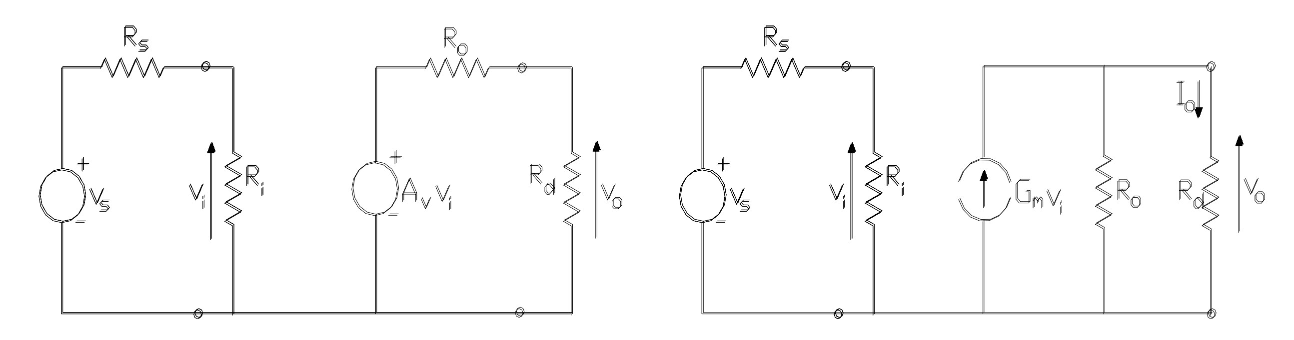


Figura VII.1.

Figura VII.2.

por lo que concluimos que un Amplificador Ideal de Tensión debe poseer Resistencia de Entrada Infinita y Resistencia de Salida Nula.

Asimismo, para la representación de cualquier circuito amplificador puede ser utilizado otro modelo equivalente, en este caso en base a la transferencia de conductancia o parámetro transconductancia, tal como lo llevamos a cabo en los estudios de los Capítulos precedentes, en cuyo caso el diagrama circuital que incluye el excitador y la carga se reproduce en la figura VII.2. En dicho circuito, el parámetro Gm por definición resulta ser:

$$Gm = G_{M\,(\text{con la salida en corto circuito: Rd = 0})} \quad \text{y} \quad \text{con} \quad G_M = \frac{I_o}{V_s}$$

Bajo tales condiciones si en dicho circuito se cumple que: $R_i >> R_s$ y simultáneamente $R_o >> R_d$ se tendrá un AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUCTANCIA ya que:

$$I_o = Gm \; . \; V_s$$

con un valor constante independientemente de los valores de la resistencia de carga R_d y de la resistencia interna del excitador R_s. Por lo tanto un Amplificador Ideal de Transconductancia debe tener tanto su resistencia de entrada como su resistencia de salida de valor infinito.

De manera análoga, para representar a cualquier circuito amplificador real puede emplearse otro modelo equivalente, en este caso en base a la transferencia directa de corrientes, tal como se indica en la figura VII.3. Así, el circuito bajo estudio se comportará como un buen AMPLIFICADOR DE CORRIENTE siempre que la corriente por la carga no dependa ni de ésta (R_d) ni de la resistencia interna de la fuente de excitación (R_s). Puede comprobarse en el circuito que para que ello sea posible en el mismo debe cumplirse que:

$R_i << R_s$ para que de esa forma $I_i = I_s$

y simultáneamente:

$R_o >> R_d$ de modo que $I_o = A_i \, . \, I_i = A_i \, . \, I_s$ y en consecuencia $A_{Is} = A_i$

con un valor constante independientemente de los valores que adopten R_d y R_s , ya que $A_i = A_{I\,(\text{con la salida en corto circuito: Rd = 0})}$ concluyéndose que un Amplificador Ideal de Corriente es aquel que dispone de una Resistencia de Entrada Nula y una Resistencia de Salida de Valor Infinito.

Por último, se puede emplear para la representación o el estudio de cualquier amplificador lineal un circuito equivalente tal como el que se representa en la figura VII.4., modelo que como se aprecia, utiliza al parámetro Transferencia de Resistencia o Transresistencia Rm. Dicho parámetro por definición resulta ser:

$$Rm = R_{M\,(\text{con la salida a circuito abierto: Rd = oo})}$$

En este caso, si se cumple que $R_i << R_s$ y simultáneamente $R_o << R_d$ se tendrá que en la carga: $V_o = Rm \; . \; I_s$

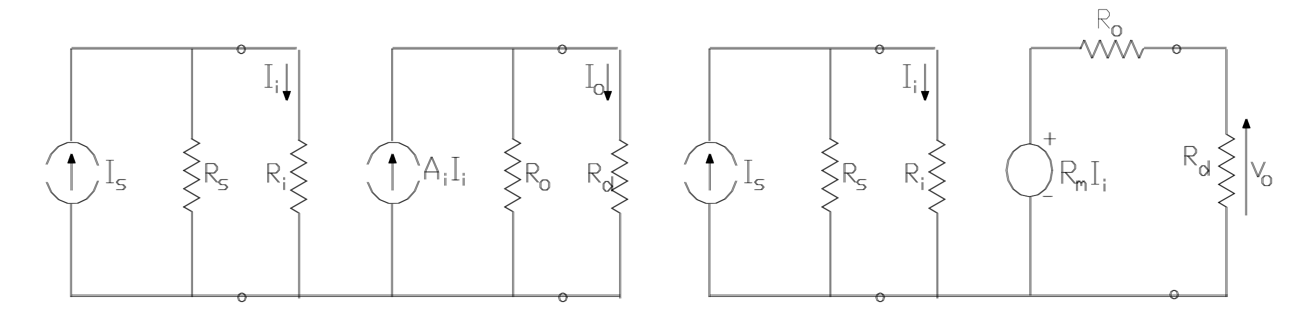


Figura VII.3. Figura VII.4.

con un valor independiente tanto de los valores de la resistencia de carga como de la resistencia interna de la fuente de excitación, por lo que estaremos presente ante un AMPLIFICADOR DE TRANSRESISTENCIA. En consecuencia diremos que un Amplificador Ideal de Transresistencia es aquel que posea tanto Resistencia de Entrada como Resistencia de Salida Nulas.

En resumen, este estudio nos permite clasificar a los circuitos amplificadores de la siguiente manera:

-AMPLIFICADOR DE TENSIÓN: $R_i \gg R_s$ y $R_o \ll R_d$

-AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUCTANCIA: $R_i \gg R_s$ y $R_o \gg R_d$

-AMPLIFICADOR DE CORRIENTE: $R_i \ll R_s$ y $R_o \gg R_d$

-AMPLIFICADOR DE TRANSRESISTENCIA: $R_i \ll R_s$ y $R_o \ll R_d$

Salvo para el caso de las dos configuraciones ya mencionadas, del análisis de los resultados obtenidos en la resolución de los distintos problemas encarados en los Capítulos precedentes, ningún dispositivo con componentes activos transistores bipolares y sin realimentar esta claramente definido como alguno de los tipos recientemente clasificados. Es justamente a través de la Realimentación Negativa que estudiaremos en este Capítulo que, entre otras cosas, al modificar los valores de Resistencias de Entrada y Salida, puede lograrse que un circuito amplificador cualquiera pueda parecerse más a alguno de los cuatro tipos de amplificadores recién detallados.

VII.2.- DIAGRAMA GENERALIZADO DE REALIMENTACIÓN:

Un amplificador realimentado puede ser representado esquemáticamente mediante la utilización de redes de dos terminales, de acuerdo con la figura VII.5. En dicha figura las variables "X" son representativas de las señales y más tarde, cuando particularicemos tales dipolos en cuadripolos serán consideradas como corrientes "I" o como tensiones "V" según convenga.

En este esquema definimos como Transferencia del Amplificador Básico Sin Realimentar ; "A" a la relación entre las señales de salida y entrada de dicho circuito amplificador, de tal manera que:

$$Xo = A \cdot Xi \qquad (VII.1.)$$

Analogamente, para la Red de Realimentación, definimos su Transferencia "β" de modo tal que::

$$Xf = \beta \cdot Xo \qquad (VII.2.)$$

en tanto que en el sumador del esquema se tendrá:

$$Xi = Xs - Xf \qquad (VII.3.)$$

y para el circuito Amplificador Realimentado, definimos su Transferencia, o Transferencia a Lazo Cerrado "A_f" de tal manera que:

$$Xo = A_f \cdot Xs \qquad (VII.4.)$$

En la figura VII.5. el amplificador básico puede estar integrado por uno o más transistores o etapas mientras que la red de realimentación es siempre una red pasiva y por lo general en los circuitos amplificadores de respuesta plana Resistiva Pura.

Si en la ecuación (VII.1.) reemplazamos Xi por el resultado indicado en la expresión (VII.3.) se tiene:

$$Xo = A \cdot (Xs - Xf)$$

y teniendo en cuenta la ecuación (VII.2.):

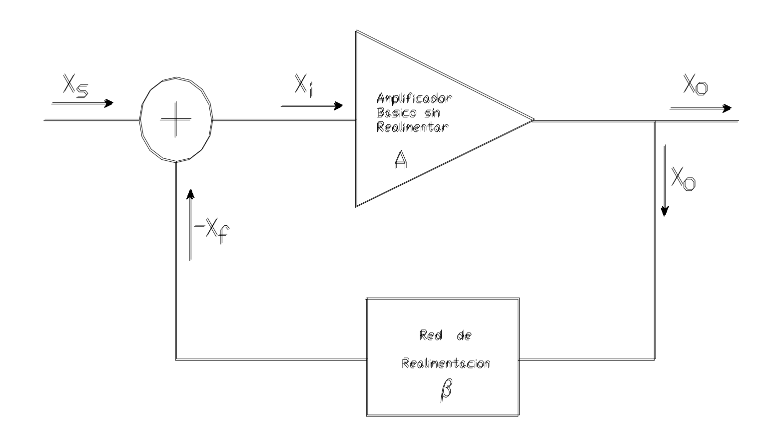


Figura VII.5.

$$Xo = A \,.\, Xs - A \,.\, \beta \,.\, Xo \qquad \text{operando:} \quad Xo \,.\, (1 + A \,.\, \beta) = A \,.\, Xs$$

por lo que de acuerdo a (VII.4.):

$$A_f = \frac{Xo}{Xs} = \frac{A}{1 + A \,.\, \beta} = \frac{A}{D} \qquad \text{(VII.5.)}$$

en donde hemos incorporado la definición de la Diferencia de Retorno: $D = 1 + A \,.\, \beta$ (VII.6.)

En la expresión (VII.5.) si resultara $(\beta \,.\, A) > 0$ y por lo tanto $D > 1$ la Realimentación es Negativa: $A_f < A$

y si en cambio se obtuviera un producto $(\beta \,.A) < 0$ ello determina $D < 1$ y la Realimentación es Positiva: $A_f > A$.

Se concluye entonces que el principio de esta metodología de estudio se fundamenta en determinar la transferencia a lazo cerrado (A_f) a partir del previo conocimiento de la transferencia del amplificador básico sin realimentar (A) y de la transferencia de la red de realimentación (β) y del cálculo previo de la diferencia de retorno (D), con lo que puede afirmarse que tal procedimiento resulta sumamente sencillo.

La mayor dificultad o mejor dicho el mayor volumen de trabajo de este método reside en la necesidad de individualizar ambas partes o dipolos, a partir del circuito real, aunque como veremos, existen procedimientos bien definidos que nos permitirán simplificar tal tarea. Efectivamente, ya que las ecuaciones recién detalladas se fundamentan en una serie de hipótesis, la verificación del cumplimiento de las mismas nos permitirán realizar una comprobación de los procedimientos empleados así como de los resultados parciales que se van determinando.

Las hipótesis a que se hace referencia se derivan del simple diagrama de la figura VII.5. y en su mayoría tienen que ver con los sentidos de circulación de las señales que en el mismo se hallan indicados:

a) la transferencia del amplificador básico sin realimentar (A) debe ser UNILATERAL ya que la señal de entrada al mismo (Xi) únicamente debe ser función de la señal de excitación exterior (Xs) y de la señal realimentada (Xf) que transita únicamente a través de la red de realimentación β.

b) la transferencia de la red de realimentación (β) también debe ser UNILATERAL ya que la señal de la salida que ella muestrea (Xo) únicamente debe depender de la señal de excitación del amplificador básico (Xi) a través de la constante de proporcionalidad A, no debiendo ella transferir nada desde la entrada hacia la salida del sistema amplificador.

En la práctica, el más simple amplificador básico es un transistor bipolar o unipolar y por lo general las redes de realimentación son pasivas y casi siempre resistivas puras, de lo que se deduce que con total exactitud ninguna de las dos hipótesis previamente detalladas se cumplen. Recordemos por un lado que un modelo exacto del transistor bipolar por ejemplo, incluye en su parte de entrada un término ($h_{re} \, . \, v_{ce}$) que representa una diferencia de potencial en la entrada que depende de la tensión de salida (el cuadripolo transistor bipolar representado por el modelo exacto de parámetros híbridos es bilateral).

Pero si en los estudios que preceden al presente Capítulo la mayoría de los circuitos amplificadores con transistor bipolar pudieron ser estudiados con la utilización de un modelo de parámetros híbridos aproximado ($h_{re} = 0$), con la misma cuota de error para el análisis de los amplificadores realimentados con transistor bipolar podremos seguir suponiendo que dicho componente activo es unilateral.

En cuanto a las redes de realimentación, cualquier red pasiva es naturalmente bilateral, solo que aquellas que se utilicen como redes de realimentación tendrán aplicadas en la salida de un amplificador un nivel de señal mucho más grande que aquel de la entrada del amplificador básico, por lo que aún considerada como red bilateral, la cantidad de señal que viaje por la red de realimentación en el sentido inverso al establecido en el esquema de la figura VII.5. es totalmente despreciable y suponerlo nulo significa aceptar una cuota de error similar al que toleramos al unilateralizar al transistor bipolar.

Otras hipótesis intrínsecamente establecidas en el diagrama de la figura VII.5. se derivan del hecho que en el mismo tanto los circuitos de exitación exterior (que provee Xs) como el circuito de carga (en donde se recibe Xo) son entidades ideales, mientras que en la práctica la interpretación más simplificada de una fuente de excitación es a través del modelo equivalente de Thevenin o el de Northon (en ambos casos con su respectiva resistencia interna R_s) y la de un circuito de carga es la resistencia equivalente de entrada del dispositivo que recibe la señal Xo (resistencia de carga R_d), por ello es que:

c) Tanto la resistencia interna de la fuente de excitación R_s como la resistencia de carga R_d deben ser consideradas e incluidas como parte del amplificador básico, de modo que la transferencia del amplificador básico sin realimentar A debe ser calculada teniendo en cuenta su dependencia respecto de la resistencia de carga y de la resistencia interna de la fuente de excitación. Recordemos que para este tipo de transferencia hemos utilizado la notación: A_{Vs} , A_{Is} , G_{Ms} , R_{Ms} . Como consecuencia de ello, la transferencia de la red de realimentación β no debe depender ni de la carga R_d ni de la resistencia interna de la fuente de excitación Rs.

VII.3.- VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LA REALIMENTACION NEGATIVA:

Como quedó dicho precedentemente, la realimentación que se introduce en los circuitos amplificadores es la realimentación negativa, ya que la positiva no introduce ningún cambio ventajoso en los mismos.

En cambio y a pesar de que su principal desventaja es la disminución de la ganancia, la realimentación negativa es una técnica muy empleada en los circuitos amplificadores ya que la misma introduce una serie de cambios en el comportamiento dinámico del amplificador que ante una determinada aplicación se constituyen en importantes ventajas. Más aún, en la actualidad, la electrónica de los amplificadores lineales, en donde el "componente" principal es el amplificador operacional, la mayor parte de las soluciones que se adoptan se fundamenta en la utilización de la realimentación negativa.

A continuación haremos una revisión de los diferentes efectos que causa la realimentación negativa y para tal fin estableceremos permanentes comparaciones entre determinada característica de un amplificador realimentado negativamente y la misma característica del amplificador sin realimentar. Para tal fin convendremos que tales comparaciones las llevaremos a cabo bajo la condición de igual señal de salida (Xo = CONSTANTE). Así, dado que al realimentar:

$$Xo = A_f \, . \, Xs \qquad \text{con} \qquad A_f = \frac{A}{\quad}$$

D

para que $X_o = A \cdot X_i$ permanezca constante, debe cumplirse que al realimentar: $X_s = D \cdot X_i$ (VII.7.)

VII.3.1.- Desensibilización de las Transferencias:

En un amplificador no realimentado la ganancia de dicho circuito, al ser función de los parámetros de los componentes activos, es sensible a los cambios en las condiciones de operación bajo las cuales operan tales componentes debido a que frente a dichos cambios los valores de esos parámetros dinámicos se modifican. Las razones que determinan esta sensibilidad son variadas pudiéndose citar; a la dispersión de fabricación, a modificaciones en las condiciones estáticas de operación, a cambios de la temperatura ambiente de operación, al envejecimiento, a radiaciones ultravioletas intensas, etc.

Esta alta sensibilidad de un amplificador no realimentado es posible disminuirla e inclusive anularla incorporándole una realimentación negativa ya que su efecto, tal como veremos seguidamente, es disminuir el grado de dependencia de las transferencias respecto de los parámetros dinámicos de los elementos activos. Para comprobarlo, tomemos la expresión (VII.5.) y derivemos respecto de A:

$$\frac{dA_f}{dA} = \frac{(1 + \beta \cdot A) - \beta \cdot A}{(1 + \beta \cdot A)^2} = \frac{1}{(1 + \beta \cdot A)^2} = \frac{1}{D^2} \qquad \text{o bien:} \qquad dA_f = \frac{1}{D^2} \cdot dA$$

y dividiendo ambos miembros por A_f, espresado por la (VII.5.):

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{D} \cdot \frac{dA}{A} \qquad \text{(VII.8.)}$$

resultado este último que expresa que mientras en el amplificador sin realimentar la variación relativa de la ganancia o sensibilidad es (dA/A), cuando se realimenta dicha sensibilidad, ahora en el amplificador realimentado (dA_f/A_f), se reduce D veces, es decir que mediante el uso de la realimentación negativa se logra una desensibilización de magnitud D.

Por ejemplo si un amplificador sin realimentar cuya ganancia es de 1000 veces posee una sensibilidad de 20 % y mediante la realimentación negativa se desea mejorar esta característica de modo que la variación relativa de su transferencia se reduzca a solo 1 % deberá hacerse que:

$$\frac{(dA / A)}{(dA_f / A_f)} = D = \frac{20}{1} = 20 \qquad \text{por lo tanto} \qquad D = 1 + \beta \cdot A = 20$$

$$\beta = \frac{D - 1}{A} = \frac{20 - 1}{1000} = \frac{19}{1000} = 0{,}019 \qquad \text{y} \qquad A_f = \frac{A}{D} = \frac{1000}{20} = 50$$

y si bien la ganancia bajó veinte veces (de 1000 á 50) la desensibilización lograda también es de veinte veces ya que la sensibilidad bajo del 20 % al 1 %. Más aún, si en la ecuación (VII.5.) consideramos que la ganancia a lazo abierto (A) es lo suficientemente alta como para poder aceptar que en

$$A_f = \frac{1}{(1/A) + \beta} \qquad \text{se cumple que} \qquad \frac{1}{A} << \beta \qquad \text{, entonces} \qquad A_f = \frac{1}{\beta}$$

y se habrá logrado una desensibilización total de la transferencia, ya que A_f solo depende de la red de realimentación β que, como hemos dicho es pasiva y normalmente resistiva pura y por lo tanto puede ser tan estable

como sean sus componentes integrantes que por supuesto lo son en mucho mayor medida que los componentes activos. En nuestro ejemplo numérico:

$$A_f = \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0{,}019} = 52{,}6 \qquad \text{comparado con 50 que es el resultado exacto.}$$

VII.3.2.- Reducción de las Perturbaciones (Ruido y Distorsión):

Es ya de nuestro conocimiento que en una etapa amplificadora por efectos de la alinealidad de los componentes activos se produce una distorsión armónica y por intermodulación. Asimismo aceptamos que en la misma etapa se generan pequeñas fuerzas electromotrices de naturaleza aleatoria que se reconocen como ruido. En la figura VII.6. se han englobado ambos efectos considerándolos como una única fuente de perturbación N a través de un generador de error ubicado entre dos secciones (A_1 y A_2) que conforman la etapa amplificadora que desde ese punto de vista se ha idealizado.

La subdivisión del amplificador en esas dos secciones tiene como objetivo corroborar que las perturbaciones que aqui se consideran son únicamente aquellas generadas en la propia etapa amplificadora. La simbología empleada describe que en el interior de la etapa el ruido y/o la distorsión se adicionan a la señal de información util que se desa amplificar, de tal forma que en dicho sistema, por superposición y abriendo la llave LL, es decir sin realimentación:

$$Xo = Xi \cdot A_1 \cdot A_2 + N \cdot A_2 \quad \text{y como} \quad A = A_1 \cdot A_2 \qquad Xo = A \cdot Xi + A_2 \cdot N = Xo_s + A_2 \cdot N$$

vale decir que en la salida la señal útil es Xo_s y la componente de ruido superpuesta con ella es $A_2 \cdot N$.

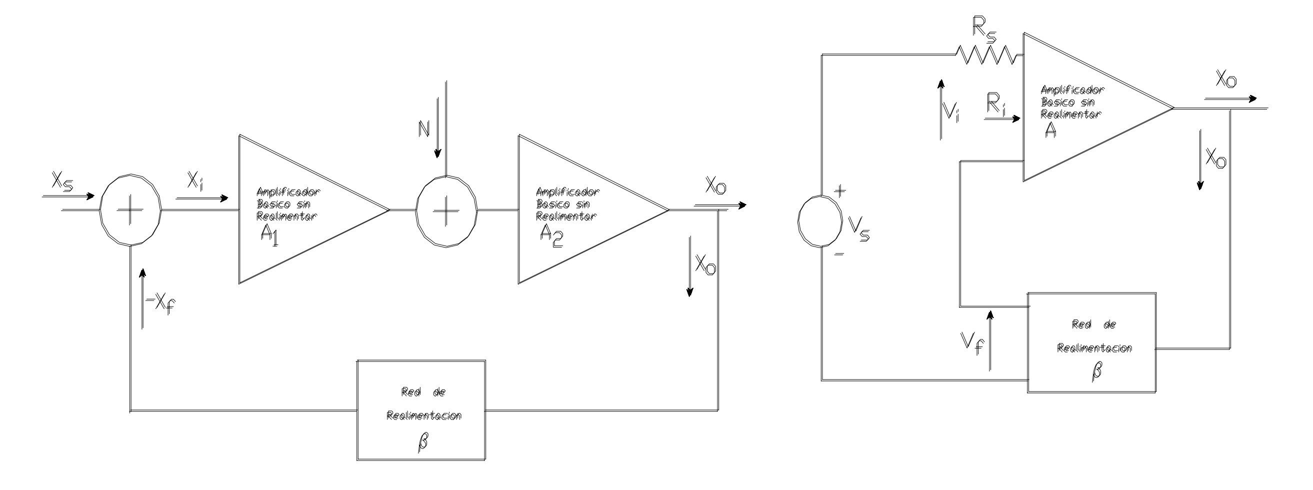


Figura VII.6.

Figura VII.7.

Cerrando la llave LL, es decir al lazo cerrado se obtiene:

$$Xo = Xs \cdot \frac{A_1 \cdot A_2}{D} + \frac{A_2}{D} \cdot N \quad \text{por lo que considerando la (VII.7), para igual señal de salida} \quad Xo = Xo_s + \frac{A_2}{D} \cdot N$$

Comparando los resultados obtenidos se concluye que para igual señal de salida en el sistema realimentado las componentes de perturbación en la salida se reducen en D veces respecto de las presentes en el mismo amplificador sin realimentar. Esto quiere decir por ejemplo que si en una etapa amplificadora sin realimentar se esta produciendo una distorsión por alinealidad de su transferencia del 20 %, para reducir tal distorsión se requerirá una cantidad de realimentación tal como se deduce seguidamente:

si se desea que la Distorsión < 5 % debe ser $D > 4$

si se desea que la Distorsión $< 1\ \%$ debe ser $D > 20$

Cabe aclarar finalmente que si la perturbación ingresa a la etapa con la señal de excitación la realimentación no introduce ninguna ventaja, la misma será amplificada A_f veces. En cambio si se produce en el mismo amplificador - es decir dentro del lazo de realimentación - la realimentación negativa mejora su performance en D veces.

VII.3.3.- Modificación de las Resistencias de Entrada y Salida:

Se verificó ya que ningún dispositivo amplificador no realimentado, realizado con componentes activos reales, esta claramente definido como alguno de los tipos de amplificadores recientemente clasificados. Entre los cambios que es capaz de producir la realimentación negativa, sobre las características dinámicas del amplificador básico, pueden citarse las modificaciones de los valores de Resistencia de Entrada y de Resistencia de Salida que constituye una nueva ventaja cuando lo que se pretende es hacer que el amplificador básico se parezca más a alguno de los cuatro tipos de amplificadores reconocidos, es decir de Tensión, de Corriente, de Transconductancia o de Transresistencia.

Para estudiar este efecto, particularizaremos la red de mezcla esquematizada en la figura VII.5. como un sumador, de modo que ahora, al tratar con cuadripolos, la parte de entrada del amplificador básico dispondrá de un par de terminales lo mismo que la salida de la red de realimentación. En consecuencia como red de mezcla se pueden identificar dos alternativas para la conexión de los dos pares de terminales rcién mencionados: la mezcla por efecto de un Nodo de Conexión, en donde ambos cuadriplos en la entrada del amplificador se conectan en paralelo, también llamada MEZCLA PARALELO o MEZCLA DE CORRIENTES (que es lo que se puede mezclar en un nodo) o bien la mezcla por acción de una malla o MEZCLA SERIE o de TENSIONES para lo cual ambos cuadripolos se conectan en serie en la entrada del amplificador.

Esta segunda alternativa se representa en la figura VII.7. en donde como puede verse, no se ha particularizado aún, la forma de conexión en la salida del amplificador básico. Asimismo se observa que con la finalidad del estudio de esta forma de mezcla, la fuente de excitación se ha debido representar mediante un generador equivalente de Thevenin, es decir el generador de tensión V_s con su respectiva resistencia interna R_s que por lo dicho con anterioridad, debe incorporarsela como parte integrante del amplificador básico, ya que son las tensiones las que pueden mezclarse en un circuito serie o malla cerrada. En consecuencia:

$$V_i = V_s - V_f$$

diferencia ésta que debe producirse necesariamente de modo que la realimentación sea efectivamente negativa.

La resistencia de entrada de cualquier circuito amplificador, tal como se vió se halla definida como:

$$R_{is} = \frac{V_i}{I_i} = R_s + R_i \qquad \text{(VII.9.)}$$

Cuando se realimenta, dado que la transferencia a lazo cerrado (A_f) baja D veces respecto de la que le corresponde al amplificador básico (A) y teniendo en cuenta la expresión (VII.7.), para mantener constante la señal de salida Xo debe hacerse $V_s = D\ .\ V_i$, de modo que la Resistencia de salida del amplificador realimentado (R_{isf}) definida según:

$$R_{isf} = \frac{V_s}{I_i} = \frac{D\ .\ V_i}{I_i} = D\ .\ R_{is} \qquad \text{(VII.10)}$$

concluyéndose que cuando se realimenta negativamente con Mezcla Serie, se Aumenta la Resistencia de Entrada en D veces vale decir que mediante este tipo de realimentación se tiende a hacer que el amplificador a lazo cerrado se parezca más a uno de Tensión u otro de Transconductancia ya que en ambos tipos idealmente la resistencia de entrada debe ser infinita.

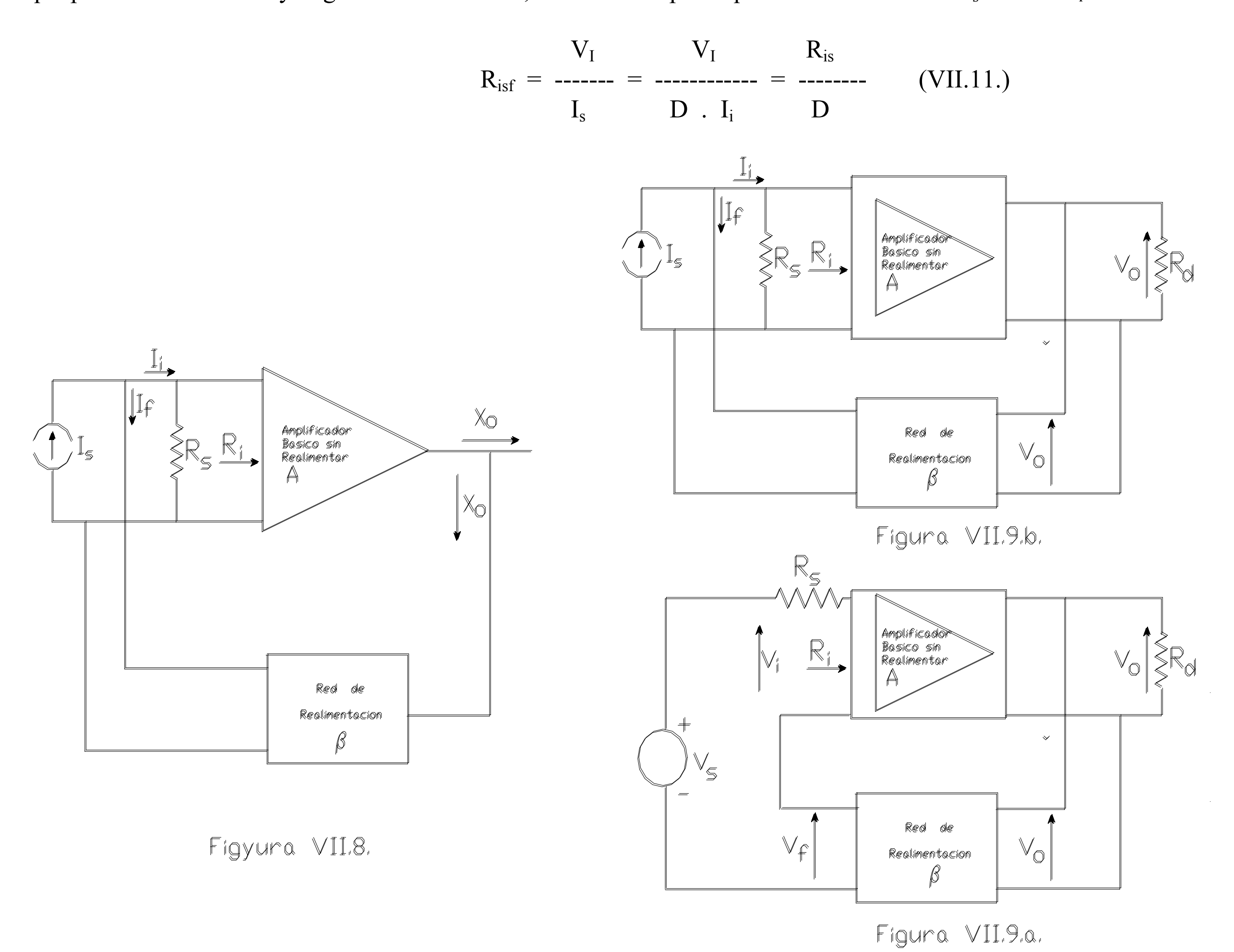
La mezcla paralelo se esquematiza en la figura VII.8. y en la misma, la primer Ley de Kirchoff en el nodo de mezcla establece que:

$$I_i = I_s - I_f$$

debiendo observarse que para que la realimentación sea efectivamente negativa, con los sentidos de referencia adoptados las tres corrientes deben tener igual fase (todas positivas o las tres negativas).

A lazo abierto la definición de su resistencia de entrada nos lleva a la misma expresión (VII.9.), en tanto que para el lazo cerrado y a igual señal de salida, como ahora para que Xo sea constante $I_s = D \, . \, I_i$:

$$R_{isf} = \frac{V_I}{I_s} = \frac{V_I}{D \, . \, I_i} = \frac{R_{is}}{D} \qquad \text{(VII.11.)}$$



Cuando se mezcla en paralelo, la realimentación negativa hace bajar la resistencia de entada en el amplificador a lazo cerrado en D veces por lo que topologías con redes de mezcla como éstas (paralelo) contribuirán a hacer que el amplificador básico se parezca más a un Amplificador de Corriente o de Transresistencia.

A continuación pasaremos a particularizar el tipo de conexión entre el par de terminales de salida del cuadripolo amplificador y el par correspondiente a la entrada de la red de realimentación. Es decir que lo que se desea identificar ahora es el modo en que se halla conectada la red de realimentación con respecto a la salida del amplificador y a la carga, con el objetivo de individualizar cual es el tipo de señal que se muestrea; si la tensión de salida o bien la corriente de salida.

Nuevamente se plantean dos alternativas: si la conexión es del tipo paralelo, en cuyo caso se estará muestreando la tensión de salida V_o , la salida del amplificador básico debe ser considerada a través de algún modelo que se represente por un generador de tensión en serie con la respectiva resistencia de salida de dicho amplificador básico por lo que el parámetro transferencia que controla a dicho generador será o bien la Ganancia de Tensión medida con la salida a circuito abierto (A_{vs}) o bien la Transresistencia con la salida a circuito abierto (R_{ms}) dependiendo ello del tipo de mezcla utilizado.

La situación comentada se refleja en la figura VII.9.a. o VII.9.b. y como demostraremos más adelante, el efecto de la realimentación negativa es el de hacer que se mantenga con mayor constancia la señal que se muestrea, en este caso la tensión V_o con un superior grado de independencia respecto de las variaciones de la carga R_d . Es decir que esta forma de muestreo hace que a lazo cerrado la resistencia de salida del amplificador realimentado sea inferior que la del amplificador básico sin realimentar.

Se concluye entonces en que la realimentación negativa con muestreo de tensión hace disminuir la resistencia de salida del amplificador.

La conexión tipo serie entre la salida del amplificador básico, la carga y la entrada de la red de realimentación produce un muestreo de la corriente de salida I_o . En este caso la salida del amplificador básico debe ser representada a través de un modelo equivalente representado por un generador de corriente en paralelo con su respectiva resistencia de salida de dicho amplificador básico y entonces el parámetro que controla a dicho generador será o bien la Ganancia de Corriente medida con la salida en cortocircuito (A_{is}) o bien la Transconductancia con la salida en corto circuito (G_{ms}), dependiendo ello nuevamente, del tipo de mezcla que se este usando, tal como se representa en las figuras VII.10.a. y VII.10.b.

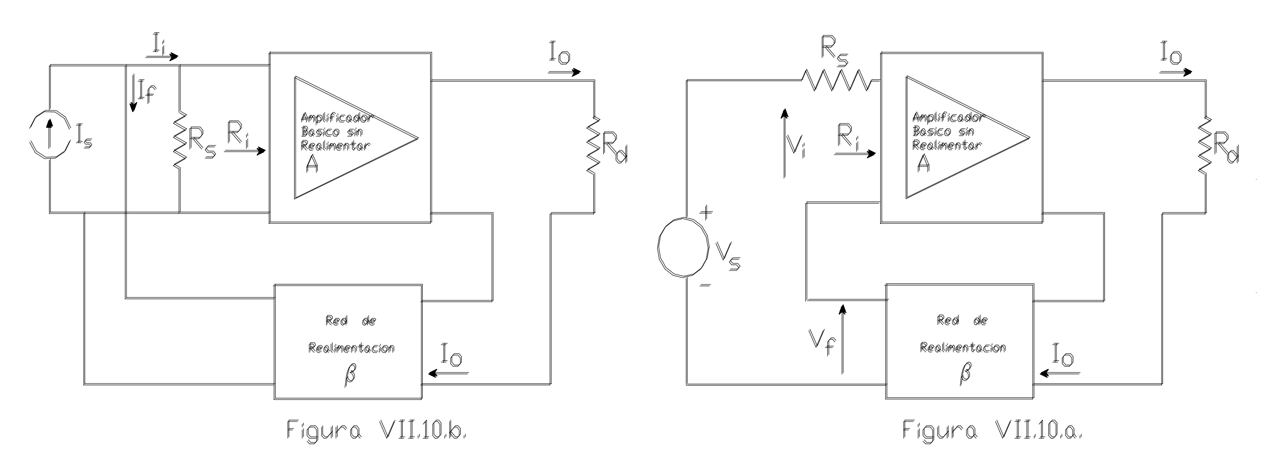


Figura VII.10.b.   Figura VII.10.a.

Demostraremos más adelante que el efecto de la realimentacián negativa en estos casos es tender hacia una constancia en dicha corriente de salida I_o con una mayor independencia respecto de las variaciones de la carga, lo cual significa que produce un incremento en el valor de la resistencia de salida del amplificador a lazo cerrado comparada con la correspondiente al amplificador básico sin realimentar. En otras palábras, la realimentación negativa con muestreo de corriente hace que la salida del amplificador se parezca más a un generador independiente o ideal de corriente.

VII.4.- TIPOS O TOPOLOGIAS DE REALIMENTACION - METODOLOGIA DE ESTUDIO EFECTOS SOBRE LA RESISTENCIA DE SALIDA:

En lo que precede, al particularizar el tipo de conexionado con el que se ejecutan los muestreos de la señal de salida y las mezclas de la señal realimentada con la excitación exterior se han definido dos formas de muestreo y también dos formas de mezcla. La combinación de ellas, de a dos, dá lugar a las cuatro posibles topologías o tipos de realimentación.

Para la denominación de dichas topologías se nombran sucesivamente el tipo de señal muestreada (Tensión o Corriente) y la forma de mezcla (Serie o Paralelo) resultando asi:

Topologías de Realimentación:

- Tensión - Paralelo (T-P)
- Tensión - Serie (T-S)
- Corriente - Serie (C-S)
- Corriente - Paralelo (C-P)

Cada uno de estos esquemas circuitales de realimentación producen cambios bien definidos y particulares de esa configuración. Al propio tiempo la metodología de estudio que adoptaremos también requiere de la utilización

de recursos bien definidos según el tipo de realimentación de que se trate, por lo que a continución estudiaremos a cada una de ellas en particular.

VII.4.1.- Realimentación Tensión -Paralelo:

En esta configuración se muestrea una tensión a la salida y se mezcla en paralelo vale decir que a la entrada existe un nodo de mezcla en donde se mezclan corrientes. En consecuencia, para representar al amplificador básico utilizaremos un modelo equivalente en base al parámetro transferencia que definen dichas señales de entrada y salida, es decir una Transresistencia en este caso. Asimismo y atento a dicha mezcla de corrientes, como fuente de excitación exterior emplearemos el modelo equivalente de Northon para su representación.

En la figura VII.11. se presenta el esquema a que se hace referencia precedentemente, en donde se puede observar que a título de ejemplo, como red de realimentación, se ha incorporado la red resistiva pura mas elemental que permite llevar a cabo la reinyección de la corriente I_f en base al muestreo de la tensión V_o .

Es importante mencionar que para que el mecanismo de análisis que describen las ecuaciones (VII.5.) y (VII.6.) sea válido los sentidos de referencia de corrientes y tensiones indicados en la figura VII.11. deben respetar a aquellos que considera el esquema de la figura VII.5. Asimismo debe asegurarse que sobre el circuito real la realimentación incorporada sea negativa, en cuyo caso en la figura VII.11., con los sentidos de referencia adoptados debe efectivamente cuplirse que:

$$I_i = I_s - I_f .$$

La red de realimentación se analiza solo a través de su transferencia directa definida para esta topología como:

$$\beta = \frac{I_f}{V_o} \qquad \text{mientras que del circuito resulta:} \qquad I_f = \frac{V_i - V_o}{R}$$

Ya que tratamos con un amplificador, es razonable suponer que: $V_i << V_o$ por lo que para esta red $\beta = \frac{-1}{R}$

De acuerdo a lo anticipado, la resolución del problema y el consecuente cálculo de la transferencia a lazo cerrado lo efectivizaremos mediante la utilización de las expresiones (VII.6.) y (VII.5.) por lo que será necesario el cálculo de la Resistencia de Transferencia como transferencia del amplificador básico, definida por:

$$R_{Ms} = \frac{V_o}{I_i}$$

En tal sentido y atento a que del cuadripolo realimentación solo hemos considerado su transferencia, la presencia de sus resistencias de entrada y salida (como se definen en cualquier cuadripolo, además de su transferencia) también se las debemos atribuir al amplificador básico, tal como ocurrió con R_s y con R_d , de modo tal que para su determinación, previamente y a partir del circuito original realimentado debe hallarse un circuito auxiliar que corresponde al circuito amplificador básico sin realimentar, cargado con la red β , con la carga R_d y que tenga presente a R_s .

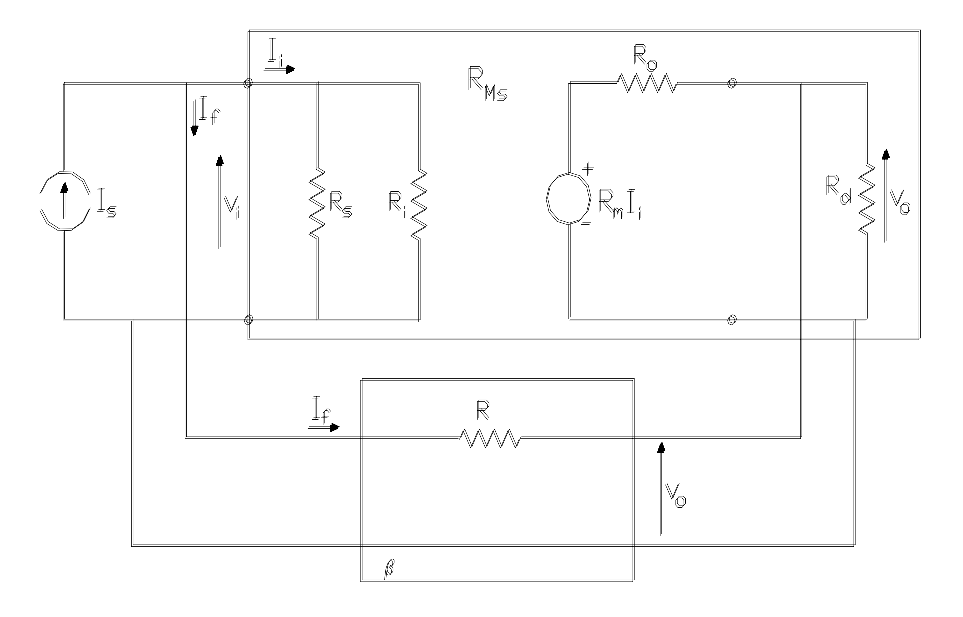


Figura VII.11.

Con esa finalidad, partiendo del circuito amplificador real se puede poner en práctica un mecanismo que, aunque un tanto abstracto, resulta muy simple de aplicar, consistente en : a) Para hallar la malla de entrada del circuito auxiliar, sobre el circuito real se debe anular la señal muestreada, en nuestro caso la tensión V_o, y recorrer todas las ramas que integran dicha malla de entrada bajo tal condición; b) Anulando el efecto de mezcla en la entrada del circuito real recorrer todas las ramas que forman parte de la malla de salida del circuito real. En el paso b) anular el efecto de mezcla en una mezcla serie en la que se tiene una malla de mezcla significa abrir dicha malla, es decir hacer $I_i = 0$, mientras que si la topología de mezcla es paralelo, tal como en nuestro caso, anular el efecto de mezcla significa poner a potencial de masa al nodo de mezcla, es decir hacer $V_i = 0$.

Todo ello nos asegura eliminar la realimentación del circuito original y su aplicación sobre el circuito de la figura VII.11. que se encuentra bajo estudio, nos lleva al circuito auxiliar representado en la figura VII.12. Puede observarse la aparición de R en paralelo con la carga R_d y también a R en paralelo a R_s lo cual representa la carga de la red β tanto a la salida como a la entrada del amplificador básico.

En este circuito auxiliar, ya que se anuló la realimentación : $I_f = 0$; en la entrada se tiene ahora $I_i = I_s$ y la determinación de su transferencia se encara definiendo:

$$R_{Ms} = \frac{V_o}{I_s} = \frac{V_o}{I_i}$$

por lo que a partir del circuito se tiene:

$$V_o = R_m \cdot I_i \cdot \frac{(R_d // R)}{(R_d // R) + R_o} \qquad \text{de modo que} \qquad R_{Ms} = R_m \cdot \frac{(R_d // R)}{(R_d // R) + R_o}$$

Además de este mismo circuito auxiliar es de donde obtendremos las resistencia de entrada y salida del circuito amplificador básico de modo que por simple asociación serie/paralelo:

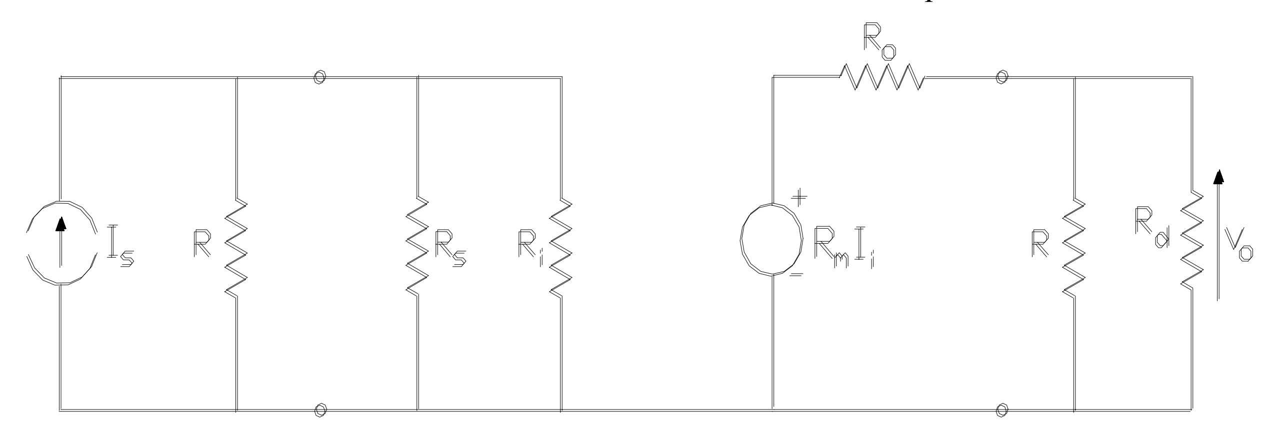


Figura VII.12.

$R_{is} = R \; // \; R_s \; // \; R_i$ y $R_{os} = R \; // \; R_d \; // \; R_o$

Concluidos estos cálculos, el circuito de la figura VII.12. o circuito auxiliar pierde utilidad por lo que retornamos nuevamente sobre el circuito original.

En este circuito:

$$D = 1 + \beta \, . \, R_{Ms} \qquad R_{Msf} = \frac{R_{Ms}}{D} \qquad \text{y} \qquad R_{isf} = \frac{R_{is}}{D}$$

Con la finalidad de determinar la resistencia de salida del amplificador realimentado a lazo cerrado y tal como se realizara ya en otras oportunidades, procederemos a quitar la carga del circuito original, desactivaremos el generador real de excitación y colocando un generador de prueba en el lugar de la carga definiremos la resistencia de salida del amplificador realimentado sin carga (R_{of}) como el cociente entre la tensión y la corriente del generador de prueba. Dicho circuito de prueba se puede observar en la figura VII.13.

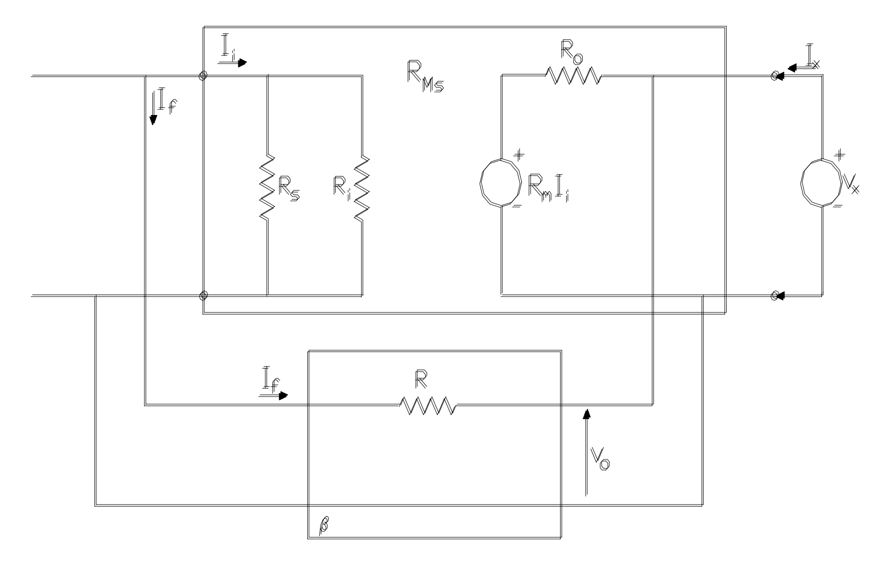


Figura VII.13.

En dicho circuito, la corriente en la salida, que ahora preferimos llamar I_x en lugar de I_o , despreciando la que se drena a través la red de realimentación resulta:

$$I_x = \frac{V_x - R_{ms} \cdot I_i}{R_o}$$

pero al haber desactivado el generador de excitación: $I_i = -I_f$ y a su vez: $I_f = \beta \cdot V_x$ por lo que reemplazando en la anterior:

$$I_x = \frac{V_x + R_{ms} \cdot \beta \cdot V_x}{R_o} = \frac{V_x}{R_o} \cdot (1 + R_{ms} \cdot \beta)$$

y como la resistencia de salida del amplificador realimentado, sin tener en cuenta la carga es: $R_{of} = \frac{V_x}{I_x}$; de la anterior:

$$R_{of} = \frac{R_o}{(1 + R_{ms} \cdot \beta)} \qquad \text{(VII.12.)}$$

en donde, como se recordará R_{ms} es la transresistencia con la salida a circuito abierto, es decir: $R_{ms} = R_{Ms\,(con\ Rd\ =\ oo)}$

La conclusión es que **la realimentación negativa con muestreo de tensión hace disminuir la resistencia de salida del amplificador**, vale decir que el cambio que opera sobre el amplificador es hacer aparentar su salida como una fuente independiente o ideal de tensión - generador de tensión con menor resistencia interna -.

A continuación se quita el generador de prueba y en su lugar se restituye la carga. La resistencia de salida del sistema amplificador realimentado, incluyendo la resistencia de carga será:

$$R_{osf} = \frac{R_{of} \cdot R_d}{R_{of} + R_d} = \frac{R_o \cdot R_d}{R_o + R_d + R_{ms} \cdot \beta \cdot R_d} = \frac{R_o \cdot R_d}{R_o + R_d} \cdot \frac{1}{1 + \beta \cdot R_{ms} \cdot \dfrac{R_d}{R_o + R_d}} = R_{os} \cdot \frac{1}{1 + \beta \cdot R_{Ms}}$$

por lo que en definitiva:

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} \qquad \text{(VII.13.)}$$

lo cual indica que la realimentación negativa con muestreo de tensión hace disminuir D veces la resistencia de salida del sistema amplificador básico sin realimentar.

VII.4.2.- Estudio de la topología Tensión-Paralelo por el Método de las Admitancias:

Antes de pasar a estudiar otras topologías de realimentación y con la finalidad de comprobar la eficacia del método de estudio empleado en el análisis precedente, así como de justificar plenamente ciertos procedimientos un tanto abstractos de dicho método, reconsideraremos la misma topología del amplificador realimentado procediéndo a estudiarla mediante otro método, basado en el empleo de los parámetros admitancia.

Para tal fin, al mismo amplificador realimentado que se representó en la figura VII.11. ahora lo consideramos a través del circuito a base de los cuadripolos admitancia, tal como se observa en la figura VII.14. En dicho circuito, los parámetros con subíndice “A” corresponden al circuito amplificador básico sin realimentar, mientras los que se identifican con el subíndice “R” corresponden a la red de realimentación mientras que:

$$G_s = \frac{1}{R_s} \qquad \text{y} \qquad G_d = \frac{1}{R_d}$$

Seguidamente estableceremos las relaciones de estos parámetros con la transferencia, resistencia de entrada y la resistencia de salida del amplificador realimentado, asi representado. Para tal fin consideramos la primer ley de Kirchoff aplicada a los nodos de entrada (i) y salida (o) dando orígen a las siguientes ecuaciones:

$$\text{(i)} \quad I_s = (G_s + y_{iA} + y_{iR}) \,.\, V_i + (y_{rA} + y_{rR}) \,.\, V_o \qquad \text{(VII.14.)}$$

$$\text{(o)} \quad 0 = (y_{fA} + y_{fR}) \,.\, V_i + (G_d + y_{oA} + y_{oR}) \,.\, V_o \qquad \text{(VII.15.)}$$

llamando $Y_{os} = (G_d + y_{oA} + y_{oR})$ y despejando V_i a partir de la ecuación (VII.15.) se tiene:

$$V_i = \frac{- Y_{os} \,.\, V_o}{y_{fA} + y_{fR}} \qquad \text{(VII.16.)}$$

llamando $Y_{is} = (G_s + y_{iA} + y_{iR})$, reemplazando la (VII.16.) en la ecuación (VII.14.) y operando matemáticamente:

$$I_s = \frac{- Y_{os} \,.\, Y_{is}}{y_{fA} + y_{fR}} \,.\, V_o + (y_{rA} + y_{rR}) \,.\, V_o = \frac{- Y_{os} \,.\, Y_{is} + (y_{fA} + y_{fR}) \,.\, (y_{rA} + y_{rR})}{y_{fA} + y_{fR}} \,.\, V_o$$

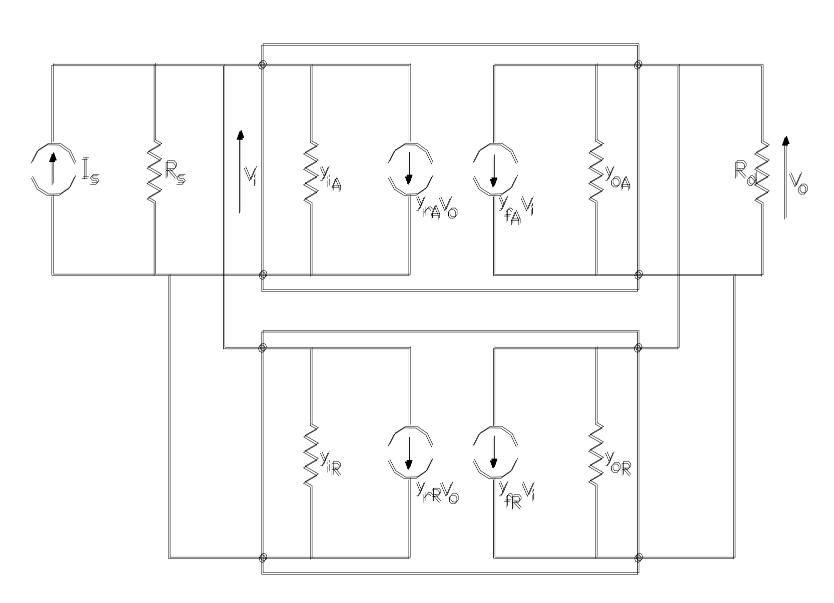


Figura VII.14.

$$\frac{V_o}{I_s} = \frac{y_{fA} + y_{fR}}{- Y_{os} Y_{is} + (y_{fA} + y_{fR}) \,.\, (y_{rA} + y_{rR})} = \frac{- \dfrac{y_{fA} + y_{fR}}{Y_{os} Y_{is}}}{1 - \dfrac{y_{fA} + y_{fR}}{Y_{os} Y_{is}} \,.\, (y_{rA} + y_{rR})} \qquad \text{(VII.17.)}$$

si definimos ahora como:

$$R_{Ms} = \frac{- (y_{fA} + y_{fR})}{Y_{os} Y_{is}} \quad \text{y} \quad \beta = (y_{rA} + y_{rR})$$ y reemplazamos en la ecuación (VII.17.):

queda tal como se indica en la página siguiente.

V_o R_{Ms}

$$R_{Msf} = \frac{\quad}{I_s} = \frac{\quad}{1 + R_{Ms} \cdot \beta} \qquad \text{(VII.17'.)}$$

La ecuación (VII.17'.) arroja el resultado exacto de la Transresistencia a lazo cerrado del amplificador considerado utilizando el método de análisis de los cuadripolos admitancia y muestra que con las interpretaciones hechas sobre la ecuación (VII.17.) dicho resultado es coincidente con lo propuesto en el estudio anterior. Si ahora a este resultado exacto le aplicamos las mismas hipótesis simplificativas que se contemplaron antes, es decir, por un lado unilateralidad del cuadripolo amplificador básico:

$$y_{fA} >> y_{fR}$$

y unilateralidad de la red de realimentación:

$$y_{rA} << y_{rR}$$

la interpretación de la ecuación (VII.17.) nos lleva a:

$$R_{Ms} = \frac{-\ y_{fA}}{Y_{os}\ Y_{is}} \quad \text{(VII.18.)} \qquad \text{y} \qquad \beta = y_{rR} \quad \text{(VII.19.)}$$

y la transferencia de resistencia con realimentación es:

$$R_{Msf} = \frac{\dfrac{-\ y_{fA}}{Y_{os}\ Y_{is}}}{1 + \dfrac{-\ y_{fA}}{Y_{os}\ Y_{is}} \cdot y_{rR}} \qquad \text{(VII.20.)}$$

A los efectos de establecer una equivalencia circuital entre ambos métodos, en la figura VII.15. realizamos el circuito equivalente que corresponde a la ecuación (VII.18.) para R_{Ms} .

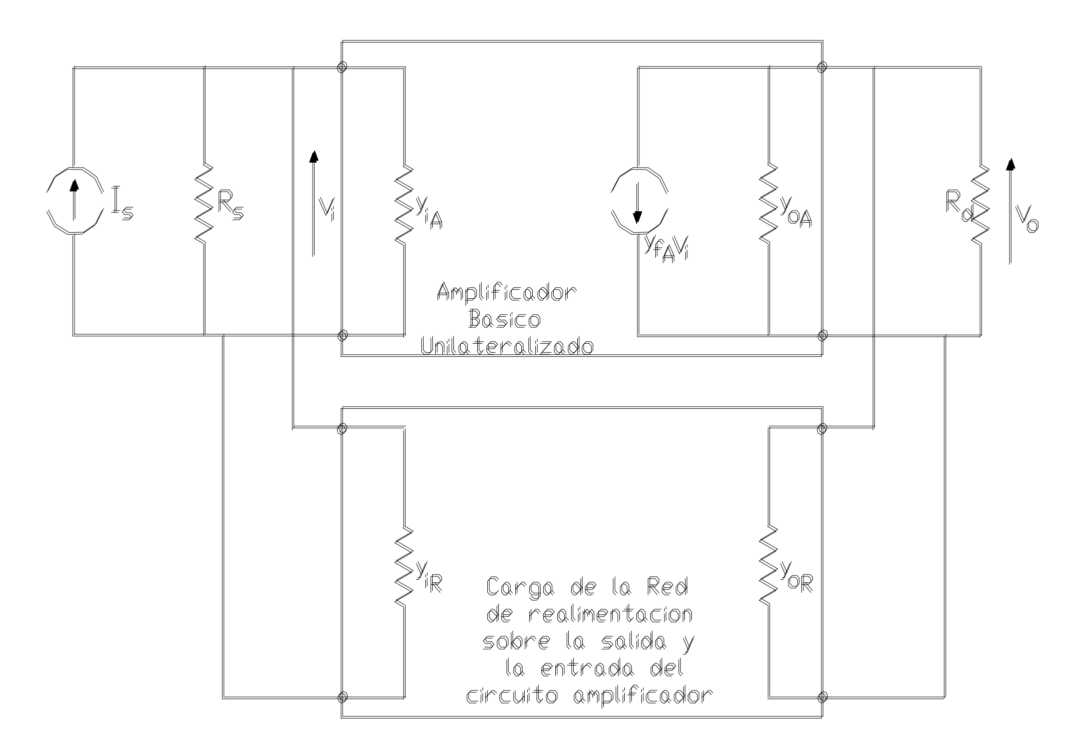


Figura VII.15.

Puede comprobarse que dicho esquema de circuito corresponde al amplificador básico sin realimentar pero cargado con la red de realimentación, tanto a la entrada (y_{iR}) como a la salida (y_{oR}), cargado con la resistencia de

carga R_d y que tiene en cuenta además a la resistencia interna de la fuente de excitación R_s. Esto justifica que por el procedimiento utilizado anteriormente, para hallar la transferencia R_{Ms} debamos determinar el circuito auxiliar que consiste en el amplificador básico sin realimentar pero cargado con la red β. Para verificar la consistencia de este circuito planteamos nuevamente las ecuaciones de los nodos de entrada y de salida con la finalidad de determinar su R_{Ms}.

$$\text{(i)} \quad I_s = (G_s + y_{iA} + y_{iR}) \cdot V_i \qquad \text{(VII.14'.)}$$

$$\text{(o)} \quad y_{fA} \cdot V_i = -(G_d + y_{oA} + y_{oR}) \cdot V_o \qquad \text{(VII.15'.)}$$

o bien, introduciendo las definiciones de Y_{is} e Y_{os}:

$$I_s = Y_{is} \cdot V_i \qquad \text{(VII.14''.)}$$

$$y_{fA} \cdot V_i = -Y_{os} \cdot V_o \qquad \text{(VII.15''.)}$$

A partir de la (VII.14''.):

$$V_i = \frac{I_s}{Y_{is}} \qquad \text{(VII.21.)}$$

y reemplazando (VII.21.) en (VII.15''.) resulta:

$$\frac{y_{fA} \cdot I_s}{Y_{is}} = -Y_{os} \cdot V_o$$

por lo que despejando el cociente $\frac{V_o}{I_s}$ obtenemos la transresistencia: $R_{Ms} = \frac{-y_{fA}}{Y_{is} \cdot Y_{os}}$

Observamos que la última ecuación obtenida es idéntica a la expresión (VII.18.) por lo que se verifica que el circuito antes descripto representa al amplificador sin realimentar y cargado con R_s , R_d , y_{iR} y y_{oR} .

Por otra parte debe repararse que la definición en dicho circuito de la Y_{is} es coincidente a la inversa de la resistencia de entrada R_{is} que también se obtenía en el circuito amplificador básico cargado con la red β. Igual observación corresponde realizar para la admitancia Y_{os} .

La observación hecha precedentemente, respecto al circuito auxiliar en donde se debe analizar R_{Ms}, R_{is} y R_{os} se refuerza si comprobamos que de la red de realimentación solo consideramos su transferencia β es decir que de la matriz de parámetros admitancia solo nos queda la admitancia de transferencia inversa medida con la entrada en corto circuito, es decir:

$$\beta = y_{rR} = \left.\frac{I_f}{V_o}\right|_{\text{con } V_i = 0}$$

lo cual justifica la aproximación que asumimos cuando se determinó β suponiendo que $V_i \ll V_o$.

Atento todo lo analizado, el amplificador realimentado completo, identificadas las partes recién definidas y con las hipótesis simplificativas se observa en la figura VII.16.

A continuación realizaremos el estudio de las resistencias de entrada y de salida del sistema amplificador realimentado. Para tal fin consideraremos el circuito original simplificado con las hipótesis de unilateralidad de ambos cuadripolos y colocando un generador de prueba en la entrada, tal como se indica en el circuito de la figura VII.17. Así, en dicho circuito, estableciéndo el cociente entre la tensión del generador de prueba y la corriente que el mismo le entregue al circuito puede evaluarse la admitancia de entrada del sistema a lazo cefrrado definiendo:

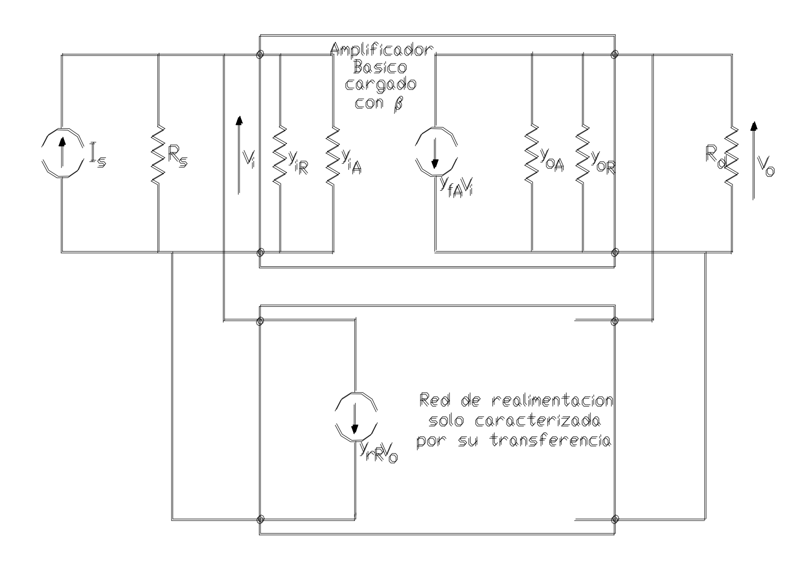


Figura VII.16.

$$Y_{isf} = \frac{I_x}{V_x}$$

Nuevamente, las ecuaciones de los nodos de entrada y de salida de este circuito resultan:

$$I_x = (G_s + y_{iA} + y_{iR}) \;.\; V_x + y_{rR} \;.\; V_o \qquad \text{y} \qquad 0 = y_{fA} \;.\; V_i + (G_d + y_{oA} + y_{oR}) \;.\; V_o$$

a las cuales incorporándoles las definiciones de Y_{is} e Y_{os} :

$$I_x = Y_{is} \;.\; V_x + y_{rR} \;.\; V_o \qquad \text{(VII.22.)} \qquad \text{y} \qquad 0 = y_{fA} \;.\; V_i + Y_{os} \;.\; V_o \qquad \text{(VII.23.)}$$

y ya que en (VII.23.) $V_i = V_x$, de la misma obtenemos:

$$V_o = \frac{-\, y_{fA} \;.\; V_x}{Y_{os}} \qquad \text{(VII.24.)}$$

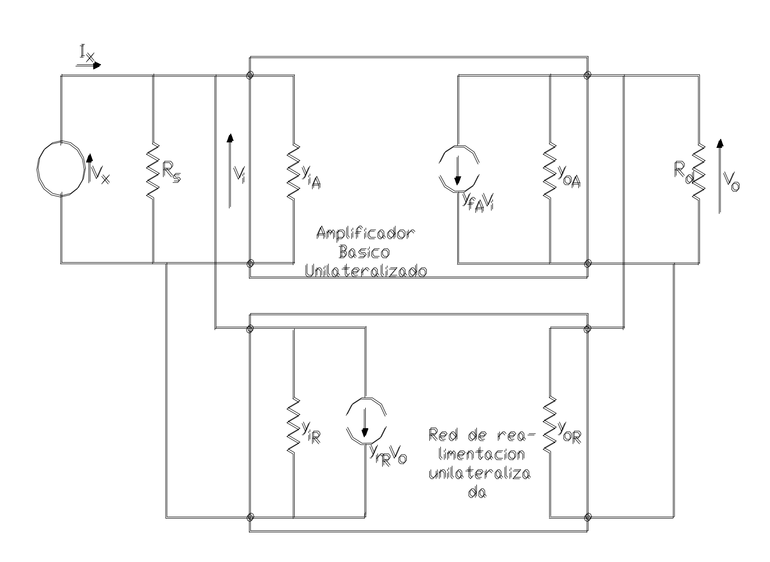


Figura VII.17.

luego reemplazando (VII.24.) en la expresión (VII.22.) :

$$I_x = Y_{is} \cdot V_x + y_{rR} \cdot \frac{-y_{fA}}{Y_{os}} \cdot V_x$$

por lo que:
$$Y_{isf} = \frac{I_x}{V_x} = Y_{is} - \frac{y_{rR} \cdot y_{fA}}{Y_{os}} \qquad (VII.25.)$$

Por otra parte, dado que el producto de las ecuaciones (VII.18.) y (VII.19.) es:

$$\beta \cdot R_{Ms} \cdot Y_{is} = - \frac{y_{rR} \cdot y_{fA}}{Y_{os}} \qquad (VII.26.)$$

reemplazando (VII.26.) en (VII.25.) se tiene:

$$Y_{isf} = Y_{is} + \beta \cdot R_{Ms} \cdot Y_{is} \qquad \text{o sea:} \qquad Y_{isf} = D \cdot Y_{is} \qquad \text{o bien} \qquad R_{isf} = \frac{R_{is}}{D}$$

cuyo resultado es coincidente con el obtenido por el otro método con anterioridad.

Si ahora conectamos el generador de prueba sobre la salida y desactivamos la entrada ($I_s = 0$) tal como se realiza en la figura VII.18., planteando nuevamente el sistema de dos ecuaciones de los nodos y operando matemáticamente se puede determinar la admitancia de salida del amplificador realimentado:

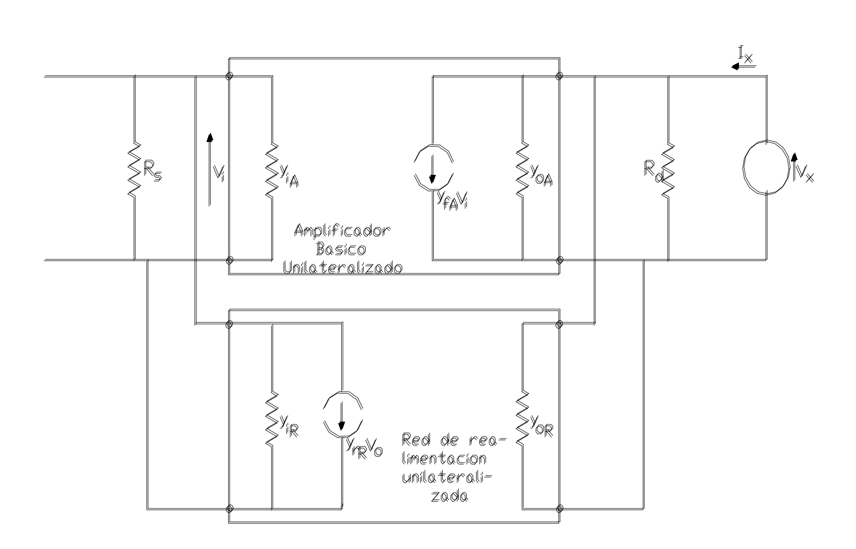


Figura VII.18.

$$0 = (G_s + y_{iA} + y_{iR}) \cdot V_i + y_{rR} \cdot V_x \quad \text{o bien} \quad 0 = Y_{is} \cdot V_i + y_{rR} \cdot V_x \quad \text{y así:} \quad V_i = - \frac{y_{rR} \cdot V_x}{Y_{is}} \qquad (VII.27.)$$

$$I_x = y_{fA} \cdot V_i + (G_d + y_{oA} + y_{oR}) \cdot V_x \quad \text{y también} \quad I_x = y_{fA} \cdot V_i + Y_{os} \cdot V_x \quad (VII.28.) \quad \text{por lo que}$$

reemplazando (VII.27.) en (VII.28.):

$$I_x = y_{fA} \cdot \frac{-y_{rR} \cdot V_x}{Y_{is}} + Y_{os} \cdot V_x \qquad \text{por lo que ahora, al ser} \qquad Y_{osf} = \frac{I_x}{V_x}$$

y dado que de la expresión (VII.26.) también se deduce que: $Y_{os} \cdot \beta \cdot R_{Ms} = \frac{-y_{fA} \cdot y_{rR}}{}$ ------------------

Y_{is}

$$I_x = (Y_{os} + \beta \, . \, R_{Ms} \, . Y_{os}) \, . \, V_x = Y_{os} \, . \, (1 + \beta \, . \, R_{Ms}) \, . \, V_x \quad \text{y por lo tanto:} \quad Y_{osf} = Y_{os} \, . \, D \quad \text{ó} \quad R_{osf} = \frac{R_{os}}{D}$$

pudiéndose concluir nuevamente que el resultado obtenido es totalmente coincidente con los que surgieron en el estudio precedente con el otro método, motivo por el cual, dada su mayor simplicidad, para los estudios de las topologías que siguen continuaremos aplicando el método basado en el diagrama de la figura VII.5. con exclusividad.

VII.4.3.- Ejemplo numérico de la topología TENSION-PARALELO:

Un ejemplo típico de circuito amplificador realimentado con topología Tensión-Paralelo se representa en la figura VII.19., en donde vamos a suponer que los tres transistores son idénticos y a la corriente de reposo de 10 mA posee un ganancia $h_{fe} = 60$. Asimismo supondremos que:

$$R_s = R_d = 50 \text{ Ohm} \quad \text{y} \quad R_{C1} = R_{C2} = 700 \text{ Ohm} \quad \text{mientras que} \quad R = 52 \text{ KOhm}$$

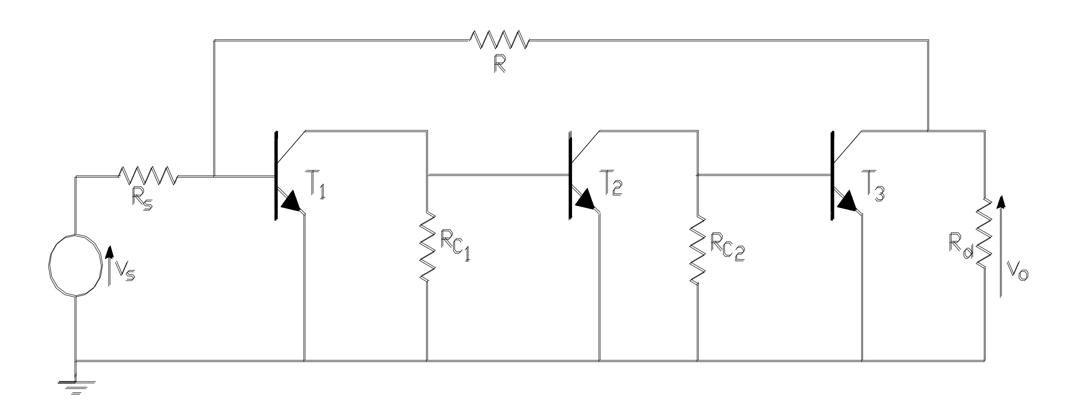


Figura VII.19.

A partir de estos datos, para el transistor bipolar se puede determinar que:

$$gm_1 = gm_2 = gm_3 = gm = 40 \; I_{CQ} = 0{,}4 \; (A/V) \qquad \text{y} \qquad h_{ie} = \frac{h_{fe}}{gm} = \frac{60}{0{,}4} = 150 \text{ Ohm.}$$

Se puede comprobar que en este ejemplo se esta utilizando la misma red de realimentación introducida en el estudio previo, es decir un simple resistor en serie conectado entre la salida del amplificador básico (en este caso el último colector o colector de T_3) y la entrada del mismo (la primera base en este ejemplo o base de T_1). Imaginándose al cuadripolo β integrado además por la linea de referencia de masa, puede apreciarse la conexión paralelo del mismo tanto con la salida como con la entrada del amplificador básico. La topología es efectivamente con muestreo de Tensión y con mezcla Paralelo. Por este motivo para llevar a cabo su estudio es preciso cambiar el modelo equivalente de la fuente de excitación por el modelo de Northon. Ello se ha llevado a cabo en el circuito de la figura VII.20.

Al considerar la fase de la transferencia de este circuito amplificador, sea ésta A_V o bien R_M (y siempre que se tenga un número impar de etapas emisor común en cascada) se observa que las mismas resultan inversoras, vale decir que en el circuito de la figura VII.20., para una corriente I_s positiva y por ende también positivas V_i e I_i , en la salida del mismo se obtendrá una V_o negativa. Atento a que también en este circuito:

$$I_f = \frac{V_i - V_o}{R}$$

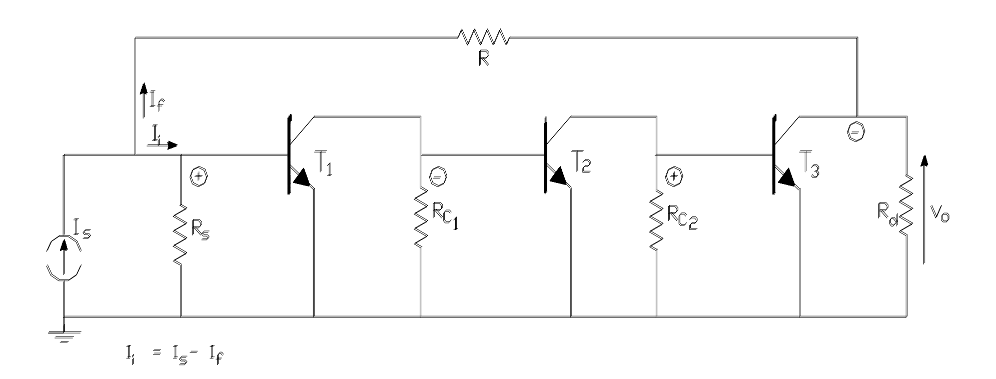


Figura VII.20.

con las fases de V_i y V_o recién consideradas surgirá una corriente I_f positiva.

En consecuencia, en el nodo de mezcla se tendrá que efectivamente: $I_i = I_s - I_f$ por lo que se verifica que la realimentación es efectivamente negativa. A continuación determinamos la transferencia de la red de realimentación:

$$I_f = \frac{-V_o}{R} \qquad \text{por lo que} \qquad \beta = \frac{-1}{R} = \frac{-1}{52000}$$

y más tarde, haciendo $V_o = 0$ sobre el circuito original determinamos la malla de entrada del circuito amplificador

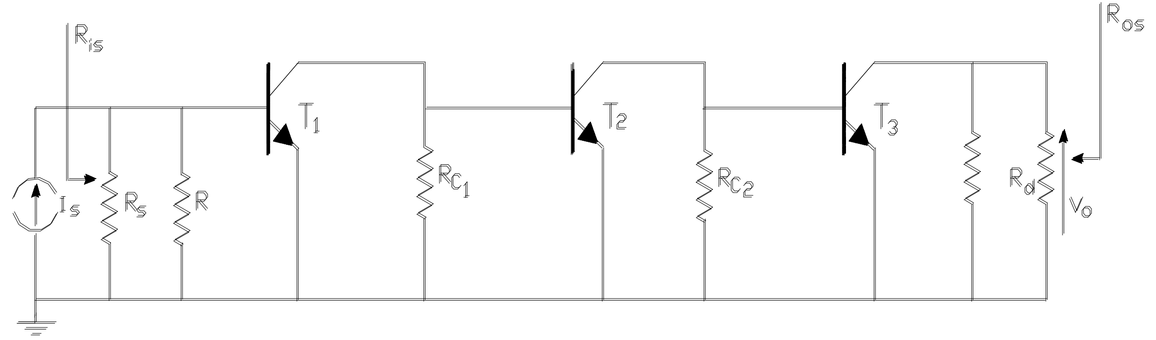


Figura VII.21.

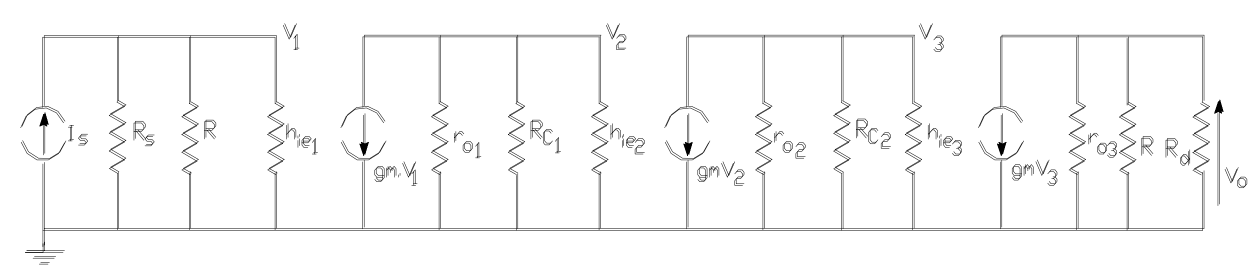


Figura VII.22.

básico cargado con la red β y haciendo $V_i = 0$ hallamos la malla de salida de dicho amplificador básico cargado con β. Tal circuito auxiliar se ha representado en la figura VII.21. Se puede comprobar en este último que la resistencia de la red de realimentación R queda en paralelo, tanto en la entrada como en la salida del amplificador y

dado que su finalidad es la obtención de R_{Ms} , R_{is} y R_{os} , a continuación reemplazamos a los transistores por su modelo híbrido aproximado de bajas frecuencias, tal como se observa en el circuito de la figura VII.22.

$$R_{is} = R_s \ // \ R \ // \ h_{ie} = 50 \ // \ 52000 \ // \ 150 = 37,5 \ \text{Ohm}$$

$$R_{d1} = R_{C1} \ // \ h_{ie2} = 700 \ // \ 150 = 123,5 \ \text{Ohm} \qquad R_{d2} = R_{d1} = 123,5 \ \text{Ohm}$$

$$R_{d3} = R \ // \ R_d = 52000 \ // \ 50 = 50 \ \text{Ohm} \qquad \text{y} \qquad R_{os} = R_{d3} = 50 \ \text{Ohm}$$

$$R_{Ms} = \frac{V_o}{I_s} = \left(\frac{V_o}{V_3}\right) . \left(\frac{V_3}{V_2}\right) . \left(\frac{V_2}{V_1}\right) . \left(\frac{V_1}{I_s}\right)$$

$$R_{Ms} = (-gm_3 \ . \ R_{d3}) \ . \ (-gm_2 \ . \ R_{d2}) \ . \ (-gm_1 \ . \ R_{d1}) \ . \ R_{is} = -gm^3 \ . \ R_{d1}^{\ 2} \ . \ R_{d3} \ . \ R_{is}$$

$$R_{Ms} = -(0,4)^3 \ . \ (123,5)^2 \ . \ 50 \ . \ 37,5 = -1,83 \ \text{MOhm}$$

Concluidos estos cálculos el circuito auxiliar pierde utilidad por lo que retornamos al circuito amplificador realimentado y en el calculamos la diferencia de retorno:

$$D = 1 + \beta \ . \ R_{Ms} = 1 + 19,2 \ . \ 10^{-6} \ . \ 1,83 \ . \ 10^6 = 36,1$$

- la transferencia a lazo cerrado:

$$R_{Msf} = \frac{R_{Ms}}{D} = \frac{-1,83 \ . \ 10^6}{36,1} = -50693 \ \text{Ohm}$$

observemos que

$$\frac{1}{\beta} = -R = -52000 \ \text{Ohm}$$

es bastante aproximado al resultado obtenido.

- la Resistencia de Entrada del sistema realimentado:

$$R_{isf} = \frac{R_{is}}{D} = \frac{37,5 \ \text{Ohm}}{36,1} = 1,04 \ \text{Ohm}$$

y a la entrada del amplificador realimentado, es decir la que se le presenta al generador real de excitación de tensión, que llamamos R_{if} surgirá de descontar la R_s del circuito equivalente paralelo, es decir:

$$R_{if} = \frac{R_s \ . \ R_{isf}}{R_s - R_{isf}} = \frac{50 \ . \ 1,04}{50 - 1,04} = 1,06 \ \text{Ohm}$$

con lo que el generador ideal de tensión de excitación verá una resistencia equivalente de entrada del amplificador realimentado igual a:

$$R_{entf} = R_s + R_{if} = 50 + 1,04 = 51.04 \ \text{Ohm}$$

prácticamente igual a R_s .

- mientras que la Resistencia de Salida del sistema realimentado será:

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} = \frac{50 \ \text{Ohm}}{36,1} = 1,4 \ \text{Ohm}$$

y si deseáramos la de salida del amplificador realimentado, sin incluir la carga, que llamaremos R_{of} :

$$R_{of} = \frac{R_d \ . \ R_{osf}}{R_d - R_{osf}} = \frac{50 \ . \ 1,4}{50 - 1,4} = 1,45 \ \text{Ohm}$$

Esquemáticamente el circuito estudiado se puede representar por un esquema equivalente tal como se indica en la figura VII.23. en donde se han indicado las resistencias de entrada y salida recién definidas. Asimismo se puede determinar la ganancia de tensión:

$$A_{Vsf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_N \cdot R_s} = \frac{R_{Ms}}{R_s}$$

si como transresistencia tomamos el valor aproximado $R_{Msf} = \frac{1}{\beta} = -R$

dicha ganancia de tensión a lazo cerrado resulta:

$$A_{Vsf} = \frac{-R}{R_s} \quad ; \quad \text{mientras que} \qquad R_{entf} = R_{if} + R_s = R_s$$

A continuación variaremos tanto a R_s como a R_d con la finalidad de verificar numéricamente en que medida esta topología de realimentación convirtió al amplificador básico en un buen amplificador de transresistencia observando la sensibilidad de este parámetro transferencia del amplificador realimentado frente a dichos cambios. Para tal fin, en primer lugar duplicaremos la resistencia interna del generador de excitación, es decir hacemos R_s = 100 Ohm y volvemos a recalcular R_{Ms} , R_{is} , D, R_{Msf}, y R_{isf} , obteniéndose:

R_{Ms} = -2,93 MOhm , R_{is} = 60 Ohm mientras que al no variar β se obtiene un D = 57,23

$$R_{Msf} = \frac{R_{Ms}}{D} = -51197 \qquad R_{isf} = \frac{R_{is}}{D} = 1{,}05 \text{ Ohm}$$

Se verifica que ambas características del amplificador realimentado se mantienen prácticamente en el mismo valor anterior (solo se incluye un 1 % de diferencia). En cambio si consideramos A_{Vsf} este parámetro al resultar inversamente proporcional a R_s se reducirá practicamente a la mitad de su valor anterior, situación que se repetiría con G_{Msf} ya que este tambión depende de R_s.

Si más tarde duplicamos el valor de la resistencia de carga R_d es decir hacemos R_d = 100 Ohm, ya que R_{d3} y R_{os} resultan ahora:

$$R_{d3} = 100 \text{ Ohm} \qquad \text{y} \qquad R_{os} = 100 \text{ Ohm}$$

$$R_{Ms} = -(0{,}4)^3 \cdot (123{,}5)^2 \cdot 100 \cdot 37{,}5 = -3{,}66 \text{ MOhm}$$

$$D = 1 + \beta \cdot R_{Ms} = 1 + 19{,}2 \cdot 10^{-6} \cdot 3{,}66 \cdot 10^6 = 71{,}272$$

$$R_{Msf} = \frac{R_{Ms}}{D} = \frac{-3{,}66 \cdot 10^6}{71{,}272} = -51353 \text{ Ohm}$$

Nuevamente se obtiene un valor practicamente igual al que resultó para una resistencia de carga igual a la mitad de esta última con lo que se comprueba la característica de buen amplificador de Transresistencia.

VII.4.4.- Realimentación Tensión -Serie:

En esta configuración se muestrea una tensión a la salida como ocurría en la anterior, pero ahora se mezcla en serie en la entrada, vale decir que alli existirá una malla de mezcla en donde se mezclan tensiones. En consecuencia, para representar al amplificador básico utilizaremos un modelo equivalente en base al parámetro

transferencia que definen dichas señales de entrada y salida, es decir la Ganancia o Amplificación de tensión en este caso. Asimismo y atento a dicha mezcla de tensiones, como fuente de excitación exterior emplearemos el modelo equivalente de Thevenin para su representación.

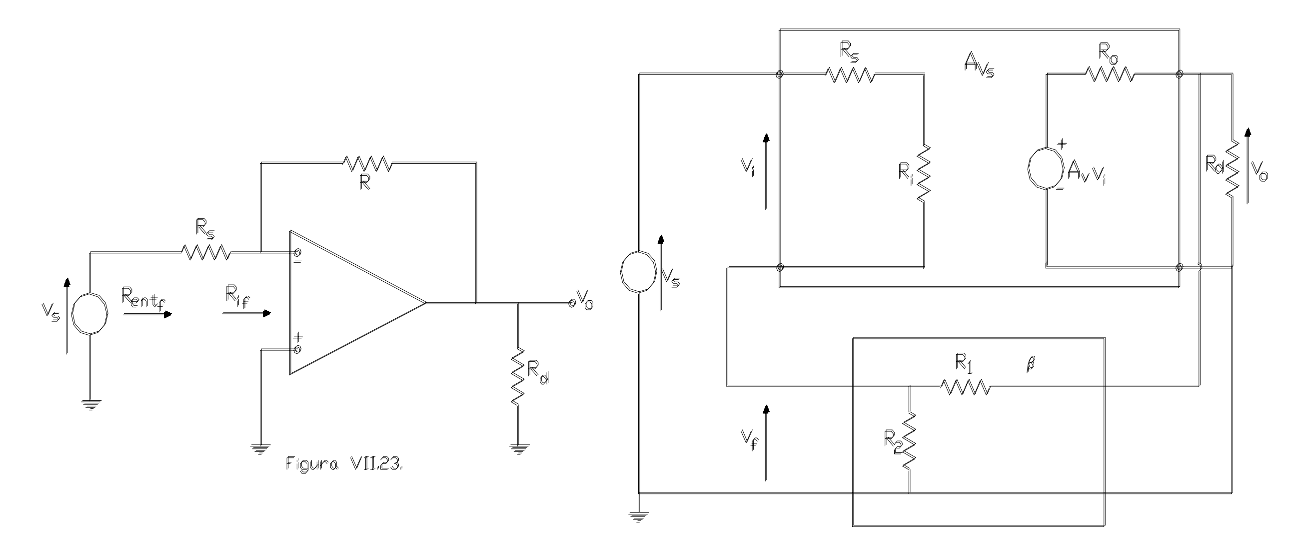


Figura VII.23.

Figura VII.24.

En la figura VII.24. se presenta el esquema a que se hace referencia precedentemente, en donde se puede observar que a título de ejemplo, como red de realimentación, se ha incorporado la red resistiva pura mas elemental que permite llevar a cabo la reinyección de la tensión V_f en base al muestreo de la tensión V_o , es decir un simple divisor de tensión en este caso. Para esta red se obtiene:

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Volvemos a insistir con la importancia que tiene para el mecanismo de análisis que describen las ecuaciones (VII.5.) y (VII.6.) los sentidos de referencia de corrientes y tensiones indicados en la figura VII.24. ya que deben respetar a aquellos que considera el esquema de la figura VII.5. Asimismo debe asegurarse que sobre el circuito real la realimentación incorporada sea negativa, en cuyo caso en la figura VII.24., con los sentidos de referencia adoptados debe efectivamente cumplirse que:

$$V_i = V_s - V_f$$

Para hallar la transferencia A_{Vs} previamente se debe hallar el circuito correspondiente al amplificador básico sin realimentar pero cargado tanto con R_s como con R_d y con la Red β , tanto a la entrada como a la salida. Para hallarlo procedemos de la siguiente manera:

a) para hallar la malla de entrada del circuito amplificador básico anulamos la señal muestreada en el circuito original, es decir que en este caso hacemos $V_o = 0$;

b) anulamos el efecto de mezcla en la entrada, en este caso, al ser mezcla serie en una malla, procedemos anular su efecto abriendo dicha malla, es decir haciendo $I_i = 0$ y de este modo determinamos la malla de salida del amplificador básico cargado con la red de realimentación.

El circuito resultante se observa en la figura VII.25. En él, al ser $V_f = 0$, la tensión de entrada al amplificador básico, que según su definición es $V_i = V_s - V_f$ resulta por lo tanto $V_i = V_s$ y en consecuencia se obtiene:

$$R_{is} = \frac{V_i}{--------} = R_s + R_i + (R_1 // R_2) \quad ; \quad R_{os} = R_o // (R_1 + R_2) // R_d \quad y \quad A_{Vs} = \frac{V_o}{-------} = \frac{V_o}{-------}$$

I_i V_i V_s

con lo que la transferencia será:

$$A_{Vs} = A_v \cdot \frac{(R_1 + R_2) \,//\, R_d}{R_o + [(R_1 + R_2) \,//\, R_d]}$$

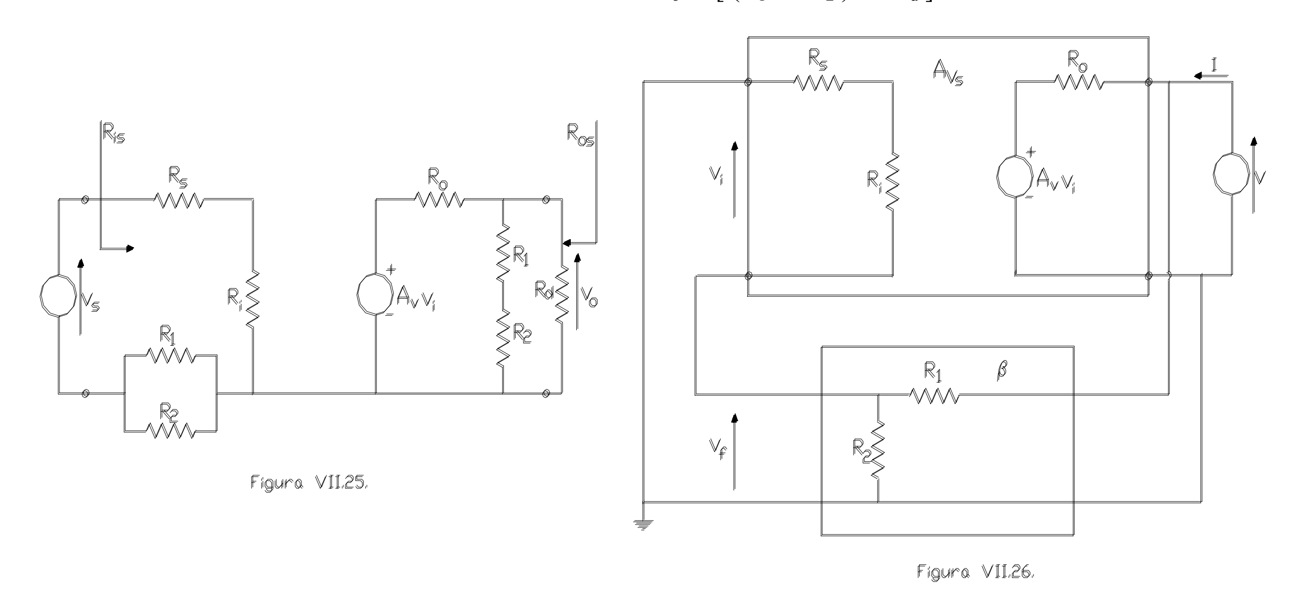


Figura VII.25.

Figura VII.26.

Respecto a este último resultado cabe señalar que normalmente se busca que la red de realimentación no cargue por lo menos en forma apreciable, para lo cual debe satisfacerse la condición:

$(R_1 + R_2) >> R_d$ por lo que las expresiones se reducen a: $A_{Vs} = A_v \cdot \dfrac{R_d}{R_o + R_d}$ y $R_{os} = R_o \,//\, R_d$

Luego retornando al circuito realimentado, para esta topología se deberá determinar:

$D = 1 + \beta \cdot A_{Vs}$ $A_{Vsf} = \dfrac{A_{Vs}}{D}$ y, según vimos, para la mezcla serie: $R_{isf} = D \cdot R_{is}$

Para hallar la resistencia de salida a lazo cerrado tomamos el circuito realimentado, lo desactivamos a la entrada y lo excitamos desde la salida con un generador de prueba, midiendo su tensión y corriente, quitando para tal fin la carga R_d . Este circuito de prueba se representa en la figura VII.26. y en él planteamos:

$$R_{of} = \frac{V}{I}$$

Suponiendo que la red de realimentación no toma corriente de la salida, plantamos la segunda ley de Kirchoff en dicha malla, obteniéndose que:

$I = \dfrac{(V - A_v \cdot V_i)}{R_o}$ pero $V_i = - V_f$ y $V_f = \beta \cdot V$, así reemplazando en la anterior:

$I = \dfrac{(V + A_v \cdot \beta \cdot V)}{R_o}$ con lo que $R_{of} = \dfrac{R_o}{(1 + A_v \cdot \beta)}$ (VII.29.)

lo que nos permite concluir en que el muestreo de tensión hace bajar la resistencia de salida del amplificador.

Teniendo en cuenta ahora la carga R_d consideraremos $R_{osf} = R_{of} \,//\, R_d$ y reemplazando por la (VII.29.):

$$R_{osf} = \frac{R_o \;.\; R_d}{R_o + R_d \;.\; (1 + A_v \;.\; \beta)} = \frac{R_o \;.\; R_d}{R_o + R_d} \;.\; \frac{1}{1 + \beta \;.\; A_v \;.\; [R_d / (R_o + R_d)]} \quad \text{por lo que}$$

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{1 + \beta \;.\; A_{Vs}} \qquad \text{o bien :} \qquad R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} \qquad \text{(VII.30.)}$$

Concluimos finalmente observando que al realimentar muestreando la Tensión de Salida se disminuye D veces la resistencia de salida del sistema amplificador realimentado comparada con la del amplificador sin realimentar. La realimentación con topología TENSION-SERIE hace aumentar la resistencia de entrada y disminuir la de salida por lo que convierte al amplificador en uno de tensión, en donde:

con $D = 1 + A_{Vs} \;.\; \beta$ $\qquad A_{Vsf} = \dfrac{A_{Vs}}{D}$ independiente de las variaciones tanto de R_s como de R_d.

VII.4.5.- Ejemplo numérico de la topología TENSION-SERIE:

Se dispone de un circuito amplificador realimentado en configuración Tensión-Serie, en base a un conjunto (Array) de transistores tipo CA3086 (amplificador diferencial y fuente de corriente) y un transistor tipo PNP discreto, tal como se observa en la figura VII.27. Se observa en el mismo que mientras a una de las bases del amplificador diferencial se encuentra conectada la fuente de excitación exterior V_s , en la otra entrada se ha conectado un circuito que recoge una fracción de la tensión de salida del conjunto (V_f) y dada la característica de funcionamiento de esta etapa, en la salida de la misma se tendráuna señal proporcional a la diferencia:

$$V_d = V_s - V_f$$

Esto significa que la etapa amplificadora diferencial se comporta naturalmente como una red de mezcla serie. Se observa además que con un V_s positivo, la salida por colector de T_2 resultará negativa y luego V_o será positiva debido a la acción del emisor común realizada por T_4, con lo cual también V_f es positiva y entonces la realimentación resulta negativa.

Se muestrea la tensión de salida V_o y se mezcla en serie en la entrada, por lo que la configuración de realimentación es Tensión-Serie.

Desde el punto de vista estático y dado que en dicho circuito:

$V_{CC} = V_{EE} = 10$ V ; $R_{C1} = R_{C2} = 8{,}2$ KOhm ; $R_{C4} = 4{,}7$ KOhm ; $R_{E4} = 3{,}9$ KOhm ; $R_1 = 1{,}2$ KOhm;

$R_2 = 12$ Kohm ; $I_{CQ3} = 2$ mA ; $R_s = 1$ KOhm ; $R_L = 5$ KOhm.

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = \frac{I_{CQ3}}{2} = 1 \text{ mA}$$

$V_{CT1\text{-}2} = V_{CC} - I_{CQ1\text{-}2} \;.\; R_C = 10 - 1 \;.\; 10^{-3} \;.\; 8{,}2 \;.\; 10^3 = 1{,}8$ V $\qquad$ y $\qquad V_{ET} = - V_{BEu} = -0{,}6$ V

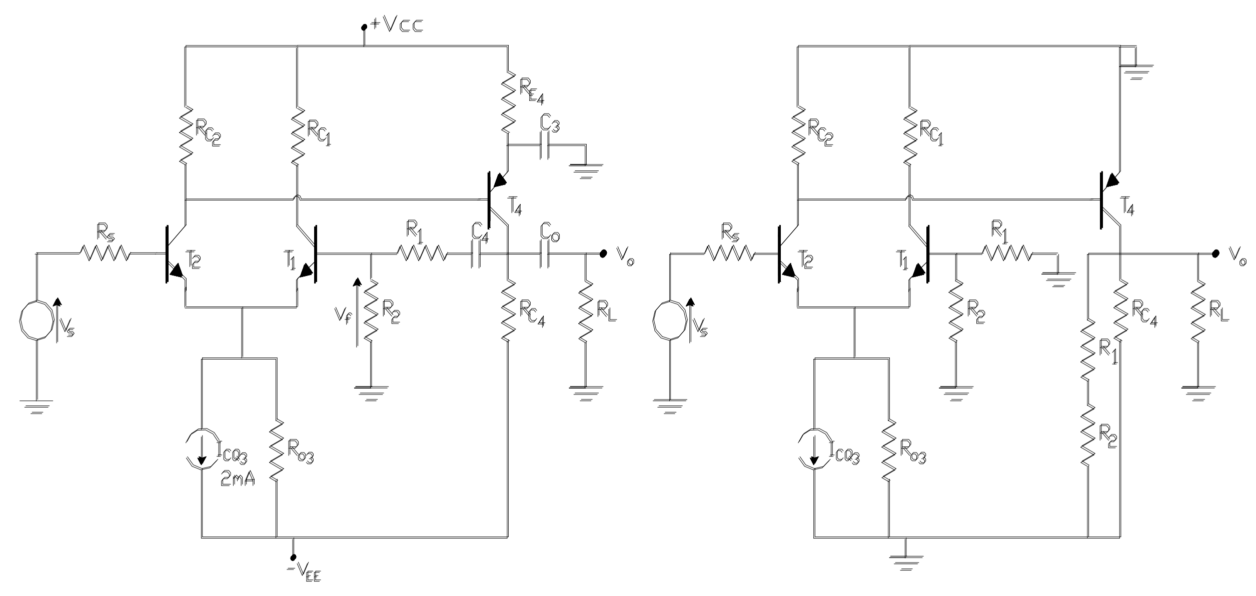


Figura VII.27.

Figura VII.28.

por lo que: $V_{CEQ1-2} = V_{CT1-2} - V_{ET}$ o sea $V_{CEQ1} = V_{CEQ2} = 1{,}8 - (-0{,}6) = 2{,}4 \text{ V}$

Asimismo: $V_{BT4} = V_{CT2} = 1{,}8 \text{ V}$ así $V_{ET4} = V_{BT4} + V_{EBu4} = 1{,}8 + 0{,}6 = 2{,}4 \text{ V}$

entonces:

$$I_{CQ4} = \frac{V_{CC} - V_{ET4}}{R_{E4}} = \frac{10 - 2{,}4}{3{,}9 \cdot 10^3} = 1{,}95 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ4} = V_{CC} + V_{EE} - I_{CQ4} \cdot (R_{C4} + R_{E4}) = 20 - 1{,}95 \cdot (4{,}7 + 3{,}9) = 3{,}2 \text{ V}$$

Para el análisis dinámico y ya que se trata de un amplificador realimentado, lo primero que es necesario realizar es el circuito correspondiente al amplificador básico sin realimentar pero, tal como el método de estudio lo requiere, cargado con R_s, R_L y con la red de realimentación tanto a la entrada como a la salida. Un procedimiento práctico para encontrar este circuito consiste en realizar la malla de entrada anulando la señal muestreada a la salida, es decir haciendo $V_o = 0$ en este caso, para luego hallar la malla de salida anulando el efecto de mezcla en la entrada, en este circuito haciendo $I_i = 0$. Dichos procedimientos aseguran anular la realimentación del circuito original. En nuestro caso el resultado puede observarse en el circuito de la figura VII.28.

En dicho circuito:

$$R'_s = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1200 \cdot 12 \cdot 10^3}{12000 + 1200} = 1 \text{ KOhm}$$ observando la simetría respecto a Rs = 1 KOhm

$$R'_d = (R_1 + R_2) // R_{C4} // R_L = 2{,}05 \text{ KOhm}$$

Por una parte, debemos calcular la transferencia de este circuito, que en este caso es la ganancia A_{Vs}. Para ello consideraremos que por tratarse de una etapa diferencial y otra del tipo emisor común:

$$A_{Vs} = A_{Vd} \cdot A_{VE.C.}$$ en donde:

$$A_{Vd} = \frac{-h_{fe1-2} \cdot (R_{C2} // h_{ie4})}{2 \cdot (R_s + h_{ie1-2})} \quad \text{y} \quad A_{VE.C.} = \frac{-h_{fe4} \cdot R'_d}{h_{ie4}}$$

Dado que a partir de las hojas de datos, para los puntos de reposo previamente verificados se obtiene:

$h_{ie1-2} = 3{,}5 \text{ KOhm}$ - $h_{fe1-2} = 100$

$h_{ie4} = 1$ KOhm - $h_{fe4} = 200$

al reemplazar en las ecuaciones precedentemente indicadas se obtiene:

$$A_{Vd} = \frac{-100 \ . \ 825}{2 \ (1000 + 3500)} = \frac{-82{,}5}{9} = -9{,}2 \qquad y \qquad A_{VE.C.} = \frac{-200 \ . \ 2050}{1000} = -410$$

y en consecuencia la ganancia del amplificador básico resulta: $A_{Vs} = (-9{,}2) \ . \ (-410) = 3772$

Puede verificarse que si variamos R_s , por ejemplo hacemos $R_s = 5{,}5$ KOhm , la ganancia A_{Vd} y en consecuencia también la A_{Vs} se reducen a la mitad. Esto nos esta indicando que dicho amplificador básico no es un buen amplificador de tensión.

En segundo lugar, haciendo el cálculo de la R_{is} , se tiene: $R_{is} = R_s + 2 \ . \ h_{ie1\text{-}2} + R'_s$ y como para balancear siempre debe hacerse $R_s = R'_s$:

$$R_{is} = 2 \ . \ (h_{ie1\text{-}2} + R_s) = 2 \ . \ (3500 + 1000) = 9 \text{ KOhm}$$

reconociéndose también que si analizamos su valor para el R_s de 5,5 KOhm (aquel que arroja la mitad de ganancia), la nueva resistencia de entrada resulta:

$$R_{is} = 2 \ . \ (3500 + 5500) = 18 \text{ KOhm}$$

Asimismo, si consideramos que $h_{oe4}^{-1} >> R'_d$ la resistencia de salida del sistema amplificador básico resulta:

$$R_{os} = R'_d = 2 \text{ KOhm}$$

Por úlltimo podemos observar que si se modifica el valor de R_L , por ejemplo si lo bajamos a 1,4 KOhm , dado que R'_d se reduce a 1 KOhm y en consecuencia $A_{VE.C.}$ y también A_{Vs} se disminuyen a la mitad del valor calculado, al igual que R_{os}. Esto ratifica nuestra precedente conclusión: el amplificador básico considerado no es un buen amplificador de tensión ya que la ganancia de tensión del mismo depende de los valores de R_s y de R_L .

Pasando ahora al circuito realimentado, en primer lugar la red de realimentación presenta una transferencia que resulta:

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1{,}2}{12 + 1{,}2} = 0{,}09 \qquad \text{con lo que} \qquad D = 1 + \beta \ . \ A_{Vs} = 1 + 0{,}09 \ . \ 3772 = 350$$

en consecuencia:

$$A_{Vsf} = \frac{A_{Vs}}{D} = \frac{3772}{350} = 10{,}8 \qquad \text{aproximadamente} \qquad \frac{1}{\beta} = 11$$

$$R_{isf} = R_{is} \ . \ D = 9 \ . \ 10^3 \ . \ 350 = 3{,}15 \text{ MOhm}$$

$$R_{if} = R_{isF} - R_s = R_{isf} = 3{,}15 \text{ MOhm}$$

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} = \frac{R'_d}{D} = \frac{2000}{350} = 5{,}7 \text{ Ohm}$$

Se puede verificar ahora el grado de independencia frente a las variaciones de R_s que se alcanzó a expensas de la realimentación negativa que incorpora el circuito amplificador. Hemos visto ya que si R_s varía desde el valor original de 1 KOhm a un nuevo valor $R^*_s = 5{,}5$ KOhm en el amplificador sin realimentar se tenía: $A^*_{Vs} = 1886$ y $R^*_s = 18$ KOhm (mitad y doble respectivamente, de los valores originales) mientras que

en el amplificador realimentado:

$$D^* = 1 + \beta \ . \ A^*_{Vs} = 1 + 0{,}09 \ . \ 1886 = 170{,}7$$

$$A^*_{Vsf} = \frac{A^*_{Vs}}{D^*} = \frac{1886}{170{,}7} = 11{,}05 \qquad \text{nuevamente} \qquad \frac{1}{\beta} = 11$$

$$R^*_{isf} = R^*_{is} \ . \ D^* = 18 \ . \ 10^3 \ . \ 170{,}7 = 3{,}07 \ \text{MOhm}$$

$$R^*_{if} = R^*_{isF} - R^*_{s} = R^*_{isf} = 3{,}23 \ \text{MOhm}$$

Se verifica entonces que prácticamente dentro de ciertos límites, las características del amplificador realimentado se independizan de las variaciones de R_s , además el amplificador posee buena A_{Vsf} , alta R_{isf} y baja R_{osf} , o sea que mediante este tipo de realimentación se esta disponiendo de un buen amplificador de tensión.

El mismo efecto en A_{Vs} y A_{Vsf} lo podemos verificar si variamos R_L desde su valor original de 5 KOhm a un nuevo valor de R^*_L = 1,4 KOhm, ya que A_{Vs} se reduce nuevamente a los valores A^*_{Vs} y consecuentemente también en D^*, mientras que A^*_{Vsf} sigue manteniéndose en el mismo valor. Por su parte con el nuevo R^*_{os} = 1 KOhm se sigue obteniendo:

$$R^*_{osf} = \frac{R^*_{os}}{D^*} = \frac{1000}{170{,}7} = 5{,}85 \ \text{Ohm}$$

Por último, si deseamos obtener las otras tres transferencias del circuito amplificador realimentado se tendrá:

$$G_{Msf} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{V_o}{R'_d} \ . \ \frac{1}{V_s} = \frac{A_{Vsf}}{R'_d} = \frac{11}{2000} = 5{,}5 \ \text{mA/V}$$ que depende de la carga R_L a través de R'_d

$$A_{Isf} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{V_o}{R'_d} \ . \ \frac{R_{isf}}{V_s} = A_{Vsf} \ . \ \frac{R_{isf}}{R'_d} = 11 \ . \ \frac{3{,}15 \ . \ 10^6}{2000} = 17320$$ que depende R_s y de R_L .

y finalmente:

$$R_{Msf} = \frac{V_o}{I_i} = \frac{V_o}{V_s} \ . \ R_{isf} = A_{Vsf} \ . \ R_{isf} = 11 \ . \ 3{,}15 \ . \ 10^6 = 34{,}65 \ . \ 10^6$$ que depende R_s .

VII.4.6.- Realimentación CORRIENTE-SERIE (C-S) o Corriente-Tensión:

En este caso, el modelo equivalente a estudiar puede ser el representado en la figura VII.29. Se utiliza un modelo apropiado para la representación del amplificador básico, en función de la transferencia de conductancia o transconductancia ya que se muestrea la corriente I_o en la salida y se mezclan tensiones (V_s y V_f) en serie en la entrada, mientras que para la red de realimentación nuevamente se ha escogido una red típica, resistiva pura y con conformación de cuadripolo tipo "pi'.

Debemos recordar que en dicha figura:

$$G_m = G_{Ms \ (\text{medido con la salida en corto circuito: } RL = 0)}$$

además, nuevamente en este esquema $V_i = V_s - V_f$ pero ahora, al muestrearse la corriente de salida, la transferencia de la red de reallimentación resulta:

$$\beta = \frac{V_f}{I_o}$$

La obtención de este úlltimo parámetro en función de la configuración circuital elegida la realizaremos bajo el supuesto de que esta red no carga la entrada del circuito amplificador, es decir suponiendo que al no derivar corriente de la malla de entrada (unilateralidad), la tensión V_f es solo dependiente de la corriente de la salida del amplificador (I_o). Así entonces, la diferencia de potencial en extremos de R_3 , que llamamos V', es :

$$V' = -I_o \cdot \frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{R_3 + R_1 + R_2} \quad \text{por lo tanto} \quad I_1 = \frac{V'}{R_1 + R_2} = -I_o \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_1 + R_2}$$

y en consecuencia:

$$V_f = -I_o \cdot \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad \text{con lo cual} \quad \beta = \frac{-R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \qquad \text{(VII.31.)}$$

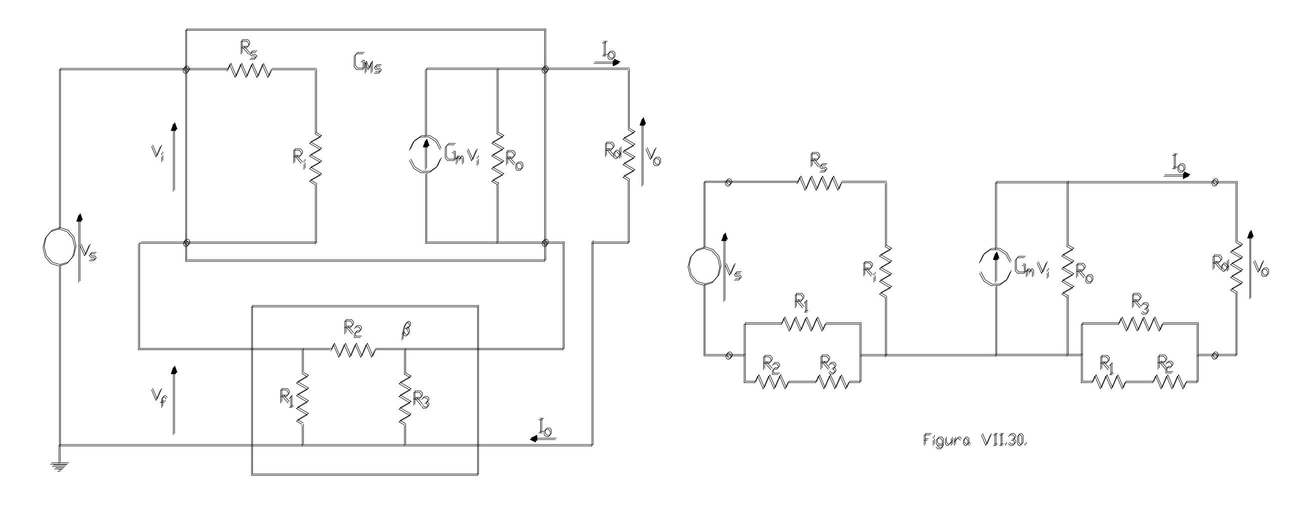


Figura VII.29.

Figura VII.30.

Empleando idéntico procedimiento a los ya descriptos en las topologías antes estudiadas podrá hallarse el circuito amplificador básico sin realimentar, cargado con R_s , R_L y con la red de realimentación. Observar que en esta configuración, para hallar la malla de entrada deberá anularse la corriente I_o y para encontrar la malla de salida deberá anularse la corriente I_i . Resulta de esta manera el circuito equivalente indicado en la figura VII.30.

A partir de este circuito determinamos:

$$G_{Ms} = \frac{I_o}{V_s} \quad ; \quad R_{is} = R_s + R_i + [\, R_1 \,//\, (R_2 + R_3)\,] \quad \text{y} \quad R_{os} = R_d \,//\, \{R_o + [\, R_3 \,//\, (R_1 + R_2)\,]\}$$

Luego, volviendo al amplificador realimentado, con: $D = 1 + \beta \cdot G_{Ms}$ se obtiene:

$$G_{Msf} = \frac{G_{Ms}}{D} \qquad \text{y} \qquad R_{isf} = D \cdot R_{is}$$

Para hallar la resistencia de salida del sistema realimentado se emplea una metodología totalmente similar a la puesta en práctica con motivo de su determinación para los muestreos de tensión. Así el circuito de prueba, luego de haber desactivado la entrada y excitado desde la salida con previo retiro de la carga resulta el indicado en la figura VII.31

En este ultima figura $V_f + V_i = 0$ por lo tanto $V_i = - V_f$. Además, dado que $I = - I_o$ por lo que:

V_f V_f

$$\beta = \frac{\quad}{I_o} = \frac{\quad}{-I} \qquad \text{con lo cual} \qquad V_f = -\beta \,.\, I \qquad \text{y finalmente} \qquad V_i = \beta \,.\, I$$

como la red se conecta en serie con la carga, normalmente su resistencia de entrada es muy pequeña, por lo que la ecuación del nodo de salida puede aproximarse a:

$$I = \frac{V}{R_o} - G_m \,.\, V_i \qquad\qquad I = \frac{V}{R_o} - G_m \,.\, \beta \,.\, I$$

agrupando y sacando factor común I:

$$I \,.\, (1 + G_m \,.\, \beta) = \frac{V}{R_o} \qquad \text{y como} \qquad R_{of} = \frac{V}{I}$$

la resistencia de salida del amplificador realimentado y sin carga resulta:

$$R_{of} = R_o \,.\, (1 + G_m \,.\, \beta) \qquad \text{(VII.32.)}$$

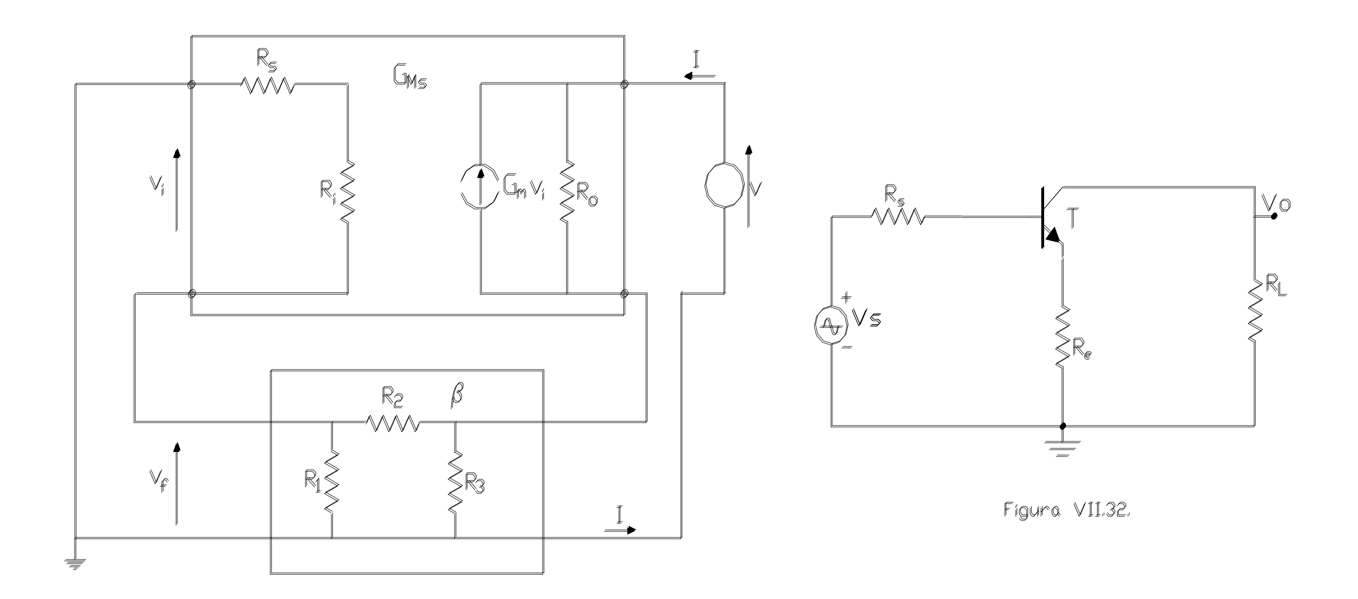


Figura VII.31.

Figura VII.32.

La conclusión es que la realimentación con muestreo de corriente aumenta la resistencia de salida del amplificador, vale decir que hace que éste se parezca más a una fuente independiente o ideal de corriente. Además, si deseamos expresar esta característica de la realimentación en términos de la resistencia de salida del sistema realimentado, o sea aquella que incluye a la carga, se puede hacer:

$$R_{osf} = \frac{R_d \,.\, R_{of}}{R_d + R_{of}} = \frac{R_d \,.\, R_o \,.\, (1 + G_m \,.\, \beta)}{R_d + R_o \,.\, (1 + G_m \,.\, \beta)} = \frac{R_d \,.\, R_o \,.\, (1 + G_m \,.\, \beta)}{R_d + R_o + R_o \,.\, G_m \,.\, \beta}$$

con lo cual:

$$R_{osf} = \frac{R_d \,.\, R_o}{R_d + R_o} \,.\, \frac{(1 + G_m \,.\, \beta)}{1 + G_m \,.\, \beta \; [R_o /(R_o + R_L)]}$$

finalmente, dado que

$$R_{os} = \frac{R_d \,.\, R_o}{R_d + R_o} \quad ; \quad G_{Ms} = G_m \,.\, \frac{R_o}{R_d + R_o} \quad y \quad D = 1 + G_{Ms} \,.\, \beta$$

$$R_{osf} = R_{os} \,.\, \frac{(1 + G_m \,.\, \beta)}{D} \qquad (VII.33.)$$

Una configuración muy simple que responde a esta topología y que ya fuera ampliamente estudiada por la teoría tradicional es la que se representa en la figura VII.32. En la figura VII.33. el mismo circuito se ha redibujado con la finalidad de una mejor interpretación del tipo de realimentación por individualización de ambos cuadripolos y su forma de conexión, tanto a la salida (muestreo de corriente) como a la entrada (mezcla serie).

La red de realimentación en este caso presenta una transferencia que según su definición es:

$$\beta = \frac{V_f}{I_o} \qquad \text{mientras que en el circuito:} \qquad V_f = -I_o \,.\, R_e \qquad \text{por lo que} \qquad \beta = -R_e$$

y el amplificador básico, cargado con la red de realimentación pasiva se representa en la figura VII.34. por lo que del mismo se desprende que con $r_o = h_{oe}^{-1}$:

$$I_o = -\,gm \,.\, V' \,.\, \frac{r_o}{r_o + R_L + R_e} \qquad y \qquad V' = V_s \,.\, \frac{h_{ie}}{R_s + h_{ie} + R_e}$$

si como se aproximó ya $r_o >> (R_L + R_e)$ y en consecuencia:

$$I_o = -\,gm \,.\, V_s \,.\, \frac{h_{ie}}{R_s + h_{ie} + R_e} \qquad y \qquad G_{Ms} = \frac{I_o}{V_i} = \frac{I_o}{V_s} \qquad G_{Ms} = \frac{-\,gm \,.\, h_{ie}}{R_s + h_{ie} + R_e} \qquad (VII.34.)$$

$$R_{is} = R_s + h_{is} + R_e \qquad y \qquad R_o = r_o + R_e$$

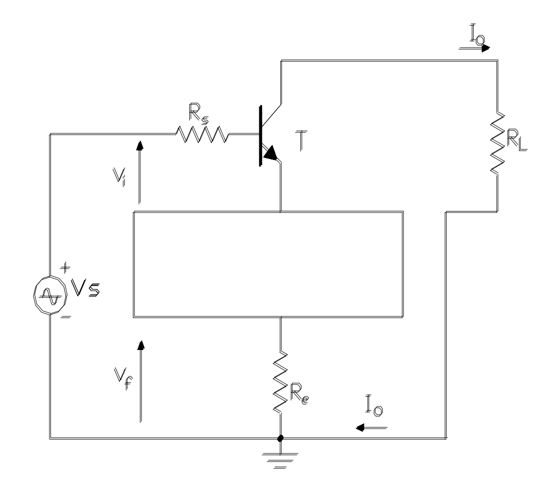


Figura VII.33.

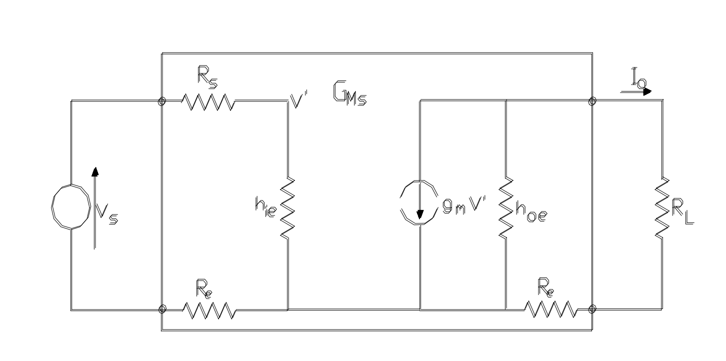


Figura VII.34.

Así, en el circuito realimentado se tiene:

$$D = 1 + \beta \,.\, G_{Ms} = 1 + (-R_e) \,.\, \frac{-\,gm \,.\, h_{ie}}{R_s + h_{is} + R_e} = 1 + \frac{h_{fe} \,.\, R_e}{R_s + h_{is} + R_e} = \frac{R_s + h_{is} + (1 + h_{fe}) \,.\, R_e}{R_s + h_{is} + R_e}$$

Entonces:

G_{Ms} $\qquad - h_{fe} \qquad R_s + h_{is} + R_e$

$$G_{Msf} = \frac{}{D} \qquad G_{Msf} = \frac{}{R_s + h_{is} + R_e} \cdot \frac{}{R_s + h_{is} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e} \qquad \text{o sea:}$$

$$G_{Msf} = \frac{-\,h_{fe}}{R_s + h_{is} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e} \qquad \text{mientras que:}$$

$$A_{Vsf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o \cdot R_L}{V_s} = G_{Msf} \cdot R_L \qquad \text{vale decir:} \qquad A_{Vsf} = \frac{-\,h_{fe}\ R_L}{R_s + h_{is} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e}$$

resultado este último, totalmente coincidente con lo obtenido oportunamente con la teoría tradicional. Por otra parte:

$$R_{isf} = D \cdot R_{is} = \frac{R_s + h_{is} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e}{R_s + h_{is} + R_e} \cdot (R_s + h_{is} + R_e) = R_s + h_{is} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e$$

$$\text{y con} \qquad R_{if} = R_{isf} - R_s \qquad \text{resulta} \qquad R_{if} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_e$$

resultado este que también coincide con el verificado con anterioridad para este circuito. Finalmente en relación con la resistencia de salida:

$$R_{of} = R_o \cdot (1 + G_m \cdot \beta) \qquad \text{pero} \qquad G_m = G_{Ms}$$

ya que como puede comprobarse en la ecuación (VI.34.) G_{Ms} no depende de R_L, por lo que:

$$R_{of} = R_o \cdot (1 + G_{Ms} \cdot \beta) = R_o \cdot D \qquad \text{en consecuencia:}$$

$$R_{of} = (r_o + R_e) \cdot \frac{R_s + h_{is} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e}{R_s + h_{is} + R_e} = (r_o + R_e) \cdot \left(1 + \frac{h_{fe} \cdot R_e}{R_s + h_{is} + R_e}\right)$$

y como regularmente $r_o \gg R_e$

$$R_{of} = r_o \cdot \left(1 + \frac{h_{fe} \cdot R_e}{R_s + h_{is} + R_e}\right)$$

resultado al cual también hemos llegado por el análisis tradicional.

VII.4.7.- Ejemplo numérico de la realimentación CORRIENTE - SERIE:

Como ejemplo de un sistema amplificador con entrada diferencial en base a un conjunto de transistores tipo CA 3086 y con una realimentación corriente-serie, consideraremos el circuito que se indica en la figura VII.35. En dicho circuito:

$T_1 = T_2 = T_3 = T_4$ integrados en la misma pastilla tipo CA3086, $V_{CC} = V_{EE} = 10$ V, $I_{CQ3} = 2$ mA, $R_s = 1,1$ KOhm

$R_L = 50$ KOhm , $R_{C1\text{-}2} = 8,2$ KOhm , $R_{C4} = 6,8$ KOhm , $R_e = R_1 = 1,2$ KOhm , $R_2 = 12$ KOhm

En primer lugar resolveremos las condiciones de funcionamiento estático:

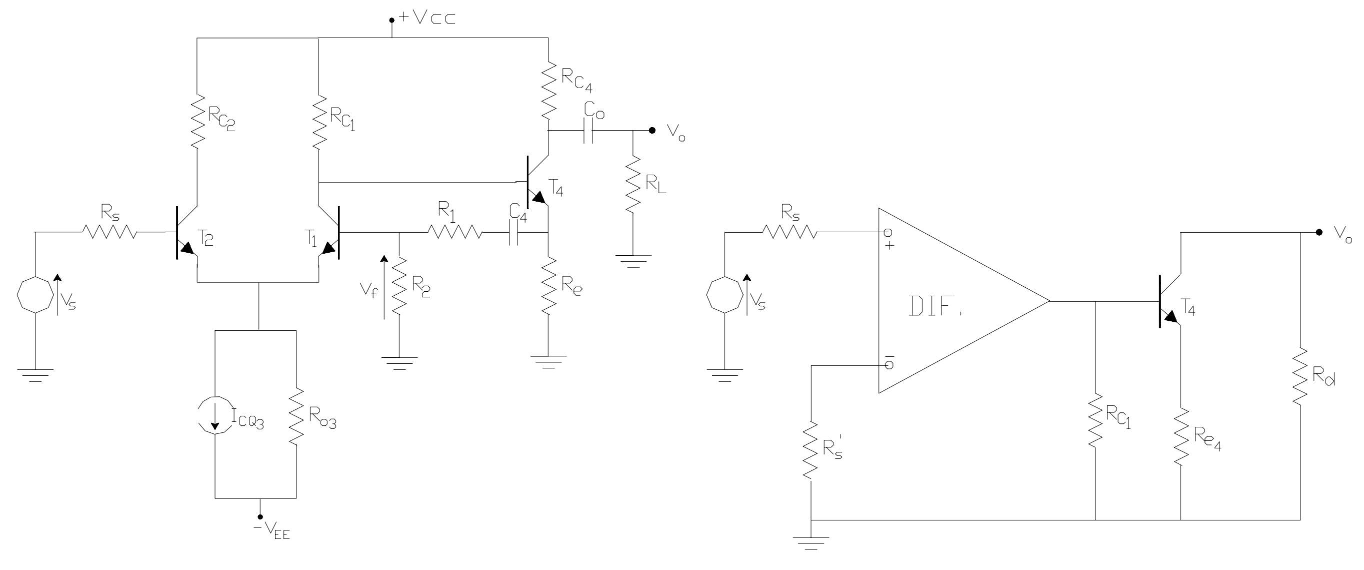


Figura VII.35.

Figura VII.36.

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = \frac{I_{CQ3}}{2} = 1 \text{ mA} \quad ; \quad V_{CT1\text{-}2} = V_{CC} - I_{CQ1\text{-}2} \,.\, R_{C1\text{-}2} = 10 - 1 \,.\, 10^{-3} \,.\, 8{,}2 \,.\, 10^{3} = 1{,}8 \text{ V}$$

$$V_{ET1\text{-}2} = -V_{BEu1\text{-}2} = -0{,}6 \text{ V} \quad ; \quad V_{CEq1\text{-}2} = V_{CT1\text{-}2} - V_{ET1\text{-}2} = 1{,}8 - (-0{,}6) = 2{,}4 \text{ V}$$

$$V_{ET4} = V_{CT2} - V_{BEu4} = 1{,}8 - 0{,}6 = 1{,}2 \text{ V} \quad ; \quad I_{CQ4} = \frac{V_{ET4}}{R_e} = \frac{1{,}2 \text{ V}}{1200 \text{ Ohm}} = 1 \text{ mA}$$

$$V_{CT4} = V_{CC} - I_{CQ4} \,.\, R_{C4} = 10 - 1 \,.\, 10^{-3} \,.\, 6{,}8 \,.\, 10^{3} = 3{,}2 \text{ V} \quad ; \quad V_{CEQ4} = V_{CT4} - V_{ET4} = 3{,}2 - 1{,}2 = 2 \text{ V}$$

pudiéndose constatar que todos los transistores operan en la zona activa y lineal, es decir como amplificadores.

Por otra parte surge que para una excitación V_s positiva, la corriente I en la red de realimentación y la tensión realimentada V_f, con el sentido asignado también son positivas por lo que, al responder el amplificador diferencial a la excitación de modo diferencial ($V_d = V_i = V_s - V_f$), se deduce que la realimentación es negativa. Para la red de realimentación tipo "pi" utilizada en este amplificador, se vió ya que su transferencia es:

$$\beta = \frac{-R_1 \,.\, R_e}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{-1{,}2 \,.\, 1{,}2 \,.\, 10^{3}}{1{,}2 + 1{,}2 + 12} = -100 \text{ Ohm}$$

y para obtener el circuito amplificador básico, cargado con la red de realimentación procedemos de modo que:

a) la malla de entrada se consigue anulando la señal tomada para el muestreo en la salida ($I_o = -I_{c4}$) ya que como carga debe considerarse aquella resistencia equivalente por donde circula la misma corriente que lo hace por la entrada de la red de realimentación, es decir $R_d = R_{C4} // R_L$. Consecuentemente dicha malla de entrada se conforma con el amplificador diferencial en el cual en la base de T_1 se tiene una resistencia equivalente R'_s resultante de la asociación:

$$R'_s = \frac{R_1 \,.\, (R_2 + R_e)}{R_1 + R_2 + R_e} = \frac{1{,}2 \,.\, (1{,}2 + 12) \,.\, 10^{3}}{1{,}2 + 1{,}2 + 12} = 1{,}1 \text{ KOhm}$$

como para balancear la malla de entrada dinámica de T_2 que en su base tiene conectada una $R_s = 1{,}1$ KOhm .

Además calculamos: $R_d = R_{C4} // R_L = \dfrac{6,8 \ . \ 50 \ . \ 10^3}{6,8 + 50} = 6 \ KOhm$

b) para determinar cómo carga la red de realimentación en la salida del amplificador en la mezcla de tensiones en la entrada, anulamos la corriente I_i , es decir que abrimos el terminal de base de T_1. Luego en emisor de T_4 se tendrá una resistencia total equivalente R_{e4} que es:

$$R_{e4} = \frac{R_e \ . \ (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{1,2 \ . \ (1,2 + 12) \ . \ 10^3}{1,2 + 1,2 + 12} = 1,1 \ KOhm$$

En forma esquemática podemos representar el resultado obtenido en los puntos a y b que preceden, mediante el circuiuto equivalente indicado en la figura VII.36. La continuación del problema de verificación requiere la obtención de la conductancia de transferencia y las resistencias de entrada y de salida de este último circuito.

Pero en este circuito auxiliar se puede observar otro lazo de realimentación, también en topología C-S en el transistor T_4 que conforma la etapa de salida y que a diferencia de la anterior, tiene características localizadas en dicha etapa. Según este razonamiento diremos que el sistema amplificador que estamos estudiando posee una realimentación externa (que es la primera en detectarse), desde la etapa de salida hacia la de entrada, y otra realimentación local en la segunda etapa, interior al lazo precedente y que se detecta en segundo término.

Es el caso típico del Nido de Realimentaciones, en este ejemplo una exterior tipo C-S. y la otra interna también C-S. A esta última debe resolvérsela prioritariamente a fin de cumplimentar el estudio del circuito auxiliar de la figura VII.36. Para dicho fin la realimentación local en T_4 puede ser estudiada mediante el mismo método que estamos desarrollando o si se prefiere, para mayor simplicidad aplicar el método tradicional. Optando por esta última alternativa, el circuito auxiliar de la figura VII.36. puede llevarse a un esquema equivalente tal como lo indica el circuito de la figura VII.37.

A partir de las hojas de datos del CA3086, y para 1 mA obtenemos:

$$h_{ie} = 3,5 \ KOhm \quad - \quad h_{fe} = 100 \quad - \quad h_{oe} = 15,6 \ \mu A/V$$

con lo cual en la etapa de salida:

$$R_{i4} = h_{ie4} + h_{fe4} \ . \ R_{e4} = 3500 + 100 \ . \ 1100 = 113,5 \ KOhm$$

$$R_{o4} = r_{o4} \ . \ \left(1 + \frac{h_{fe4} \ . \ R_{e4}}{R_{C2} + h_{is4} + R_{e4}} \right) = 64,1 \ . \ 10^3 \ . \ \left(1 + \frac{100 \ . \ 1,1}{6,8 + 3,5 + 1,1} \right) = 682,6 \ KOhm$$

$$A_{V4} = \frac{V_o}{V_{o1}} = \frac{- h_{fe4} \ . \ R_d}{h_{ie4} + h_{fe4} \ . \ R_{e4}} = \frac{- 100 \ . \ 6 \ . \ 10^3}{113,5 \ . \ 10^3} = - 5,29$$

mientras que para la etapa diferencial:

$$R_{d1} = \frac{R_{C1} \ . \ R_{i4}}{R_{C1} + R_{i4}} = \frac{8,2 \ . \ 113,5 \ . \ 10^3}{8,2 + 113,5} = 7,65 \ KOhm$$

$$A_{Vd} = \frac{V_{o1}}{V_d} = \frac{h_{fe1} \ . \ R_{d1}}{2 \ . \ (h_{ie1} + R_s)} = \frac{100 \ . \ 7,64 \ . \ 10^3}{2 \ . \ (3,5 + 1,1) \ . \ 10^3} = 83,04$$

$$R_{ids} = 2 \ . \ h_{ie1} + R_s + R'_s = 2 \ . \ 3,5 \ . \ 10^3 + 1,1 \ . \ 10^3 + 1,1 \ . \ 10^3 = 9,2 \ KOhm$$

luego para las dos etapas: $A_{Vs} = A_{Vd} \ . \ A_{V4} = 83,04 \ . \ (- 5,29) = - 439,28$

y la transconductancia será:

$$G_{Ms} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{V_o}{R_d} \cdot \frac{1}{V_d} = \frac{A_{vs}}{R_d} = \frac{-439,28}{6 \cdot 10^3} = -73,21 \cdot 10^{-3} \quad A/V$$

retornando ahora al amplificador realimentado:

$$D = 1 + \beta \cdot G_{ms} = 1 + 100 \cdot 0,07321 = 8,32 \qquad G_{Msf} = \frac{G_{Ms}}{D} = \frac{-0,07321}{8,32} = -8,8 \cdot 10^{-3} \ A/V$$

como esta realimentación es de mezcla serie:

$R_{isf} = D \cdot R_{ids} = 8,32 \cdot 9,2 \cdot 10^3 = 76,54$ KOhm y $R_{if} = R_{isf} - R_s = 76,54 \cdot 10^3 - 1,1 \cdot 10^3 = 75,44$ KOhm

y debido al muestreo de corriente:

$R_{of} = R_{o4} \cdot (1 + G_m \cdot \beta)$ pero como G_{Ms} no depende de R_d $R_{of} = R_{o4} \cdot D$ en consecuencia:

$R_{of} = 682,6 \cdot 10^3 \cdot 8,32 = 5,68$ MOhm, luego $R_{osf} = R_{of} // R_d$ y como $R_d = 6$ KOhm $R_{osf} = 6$ KOhm

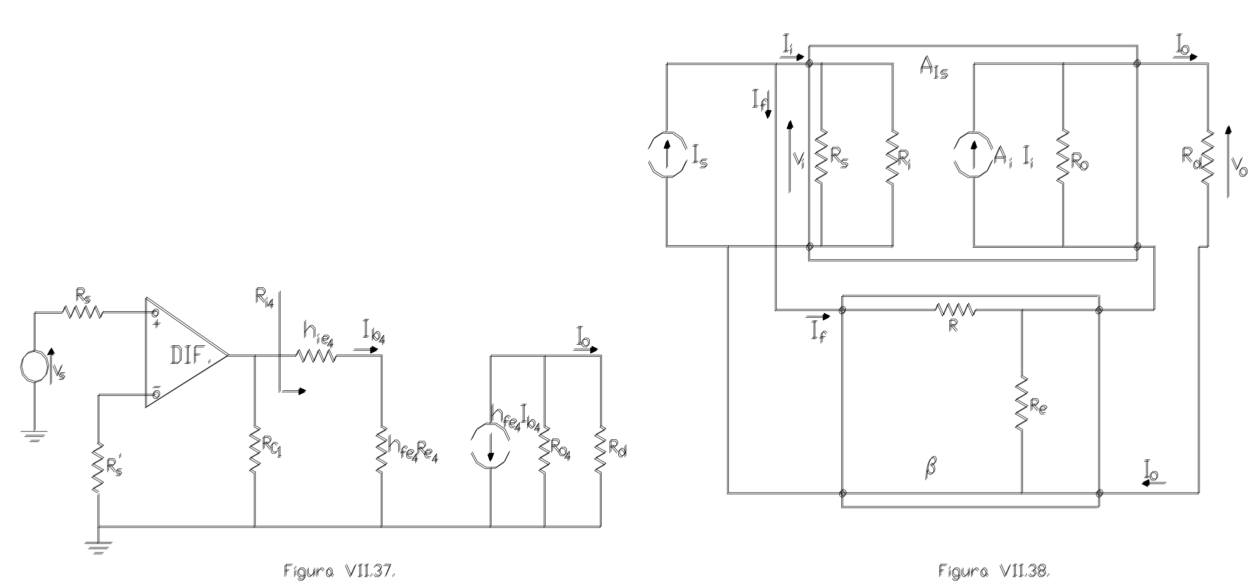


Figura VII.37. Figura VII.38.

En cuanto al análisis de la sensibilidad de las transferencias de esta topología, frente a cambios en R_d o en R_s podemos verificar que G_{Msf} es la única transferencia que practicamente no cambia con respecto a dichas variaciones, en cambio si evaluamos las otras comprobamos que:

$$A_{Vsf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{I_o \cdot R_d}{V_s} = G_{Msf} \cdot R_d = -8,8 \cdot 10^{-3} \cdot 6 \cdot 10^3 = -52,8$$ que como se vé, depende de R_d o sea de R_L .

$$A_{Isf} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o \cdot R_{isf}}{V_s} = G_{Msf} \cdot R_{isf} = -8,8 \cdot 10^{-3} \cdot 76,54 \cdot 10^3 = -673,59$$ que depende de R_s a través de R_{isf} .

$$R_{Msf} = \frac{V_o}{I_i} = \frac{I_o \cdot R_d \cdot R_{isf}}{V_s} = G_{Msf} \cdot R_d \cdot R_{isf} = -8,8 \cdot 10^{-3} \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 76,54 \cdot 10^3 = -4,04 \ MOhm$$

VII.4.8.- Realimentación con topología CORRIENTE-PARALELO (C-P):

En la figura VII.38. se realiza la representación gráfica del esquema equivalente al que debe ser llevado cualquier circuito amplificador realimentado en base a esta topología, como se ha venido haciendo hasta aquí,

utilizando un modelo apropiado para representar al amplificador básico. Como en los otros ejemplos se ha utilizado una red de realimentación típica.

Como quedó demostrado precedentemente, para este tipo de muestreo de coriente y la clase de mezcla que esta configuración incorpora, se tendrá:

$$R_{of} = R_o \, . \, (1 + A_i \, . \, \beta) \qquad \text{y} \qquad R_{isf} = \frac{R_{is}}{D}$$

en donde ahora:

$$D = 1 + A_{Is} \, . \, \beta \qquad \text{siendo} \qquad A_{Is} = \frac{I_o}{I_i} \qquad \text{y} \qquad \beta = \frac{I_f}{I_o}$$

mientras que en el circuito sin realimentar:

$$A_{Is} = \frac{I_o}{I_s} \qquad \text{y} \qquad A_i = A_{Is \text{ con la salida en corto circuito}}$$

Veamos como ejemplo el circuito representado en la figura VII.39. Como se puede observar, en la segunda etapa, mediante R_{e2} se toma una muestra de la corriente en la carga I_o y se la inyecta en la entrada de la primera etapa en una conexión paralelo.

Se debe verificar si la realimentación es negativa: V_{i2} esta defasada 180º respecto de V_i, mientras que V_{e2} está en fase con V_{i2}, por lo que V_{e2} se halla en contrafase con respecto a V_i. Dado que:

$$I_f = \frac{(V_i - V_{e2})}{R'} \qquad \text{y teniendo en cuenta que} \quad V_i \ll V_{e2} \qquad I_f = \frac{- V_{e2}}{R'}$$

por lo que para un I_s positivo, o sea V_i positivo (al ser V_{e2} negativo) resultará un I_f también positivo y en consecuencia I_i será efectivamente la diferencia entre I_s e I_f y la realimentación negativa.

Supongamos que en este circuito se tengan los siguientes datos:

R_{c1} = 3 KOhm ; R_{c2} = 0,5 KOhm ; R_{e2} = 50 Ohm ; R' = R_s = 1,2 KOhm ; h_{fe} = 100 y h_{ie} = 1 KOhm

y queremos verificar su transferencia así como sus resistencias de entrada y de salida.

En primer término, la determinación de la transferencia de la red de realimentación la efectivizamos considerando que en el circuito $V_i \ll V_{e2}$, a tal punto que si suponemos $V_i = 0$ se tiene:

$$- I_f \, . \, R' = I_f \, . \, R_{e2} - I_o \, . \, R_{e2} \qquad \text{o sea} \quad I_f \, . \, (R_{e2} + R') = I_o \, . \, R_{e2} \qquad \text{con lo cual} \quad \beta = \frac{R_{e2}}{R_{e2} + R'}$$

por lo que reemplazando valores:

$$\beta = \frac{50}{50 + 1200} = 0{,}04$$

Mas tarde anulando I_o determinamos la malla de entrada del circuito amplificador básico sin realimentar y posteriormente anulando V_i también hallamos su malla de salida, resultando el circuito equivalente que se aprecia en la figura VII.40. En este circuito se tiene:

$$R = \frac{R_s \, . \, (R' + R_{e2})}{R_s + R' + R_{e2}} = \frac{1{,}2 \, . \, (1200 + 50) \, . \, 10^3}{1200 + 1200 + 50} = 666{,}7 \text{ Ohm}$$

$$R'_{e2} = \frac{R' \, . \, R_{e2}}{R' + R_{e2}} = \frac{1{,}2 \, . \, 50 \, . \, 10^3}{1200 + 50} = 48 \text{ Ohm}$$

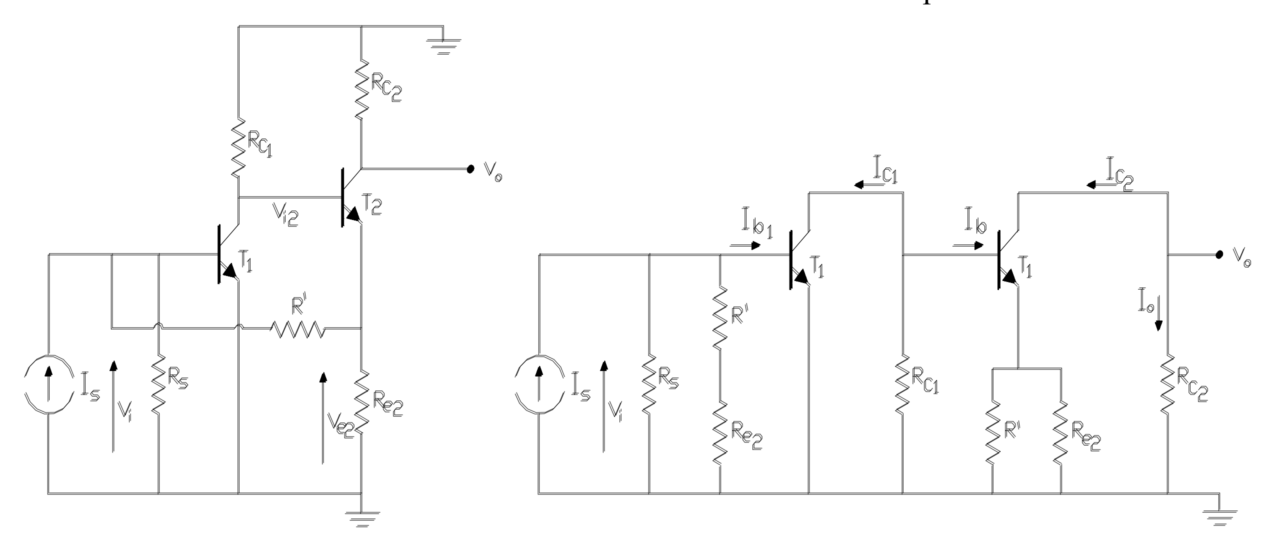


Figura VII.39.

Figura VII.40.

$$A_{Is} = \frac{I_o}{I_s} = \frac{I_o}{I_{c2}} \cdot \frac{I_{c2}}{I_{b2}} \cdot \frac{I_{b2}}{I_{c1}} \cdot \frac{I_{c1}}{I_{b1}} \cdot \frac{I_{b1}}{I_s} \qquad \text{(VII.35.)}$$

en donde los cocientes:

$$\frac{I_{c2}}{I_{b2}} = h_{fe2} = 100 \qquad \text{e} \qquad \frac{I_{c1}}{I_{b1}} = h_{fe1} = 100 \qquad \text{con} \qquad \frac{I_o}{I_{c2}} = -1$$

Como puede observarse en el circuito de la figura VII.40., la segunda etapa presenta una realimentación local tipo C-S ya estudiada por lo que la representaremos mediante su resistencia de entrada que como sabemos es afectada por dicha realimentación local:

$$R_{i2} = h_{ie2} + (h_{fe2} + 1) \cdot R'_{e2} = 10 + 101 \cdot 48 = 5848 \text{ Ohm}$$

Luego, el circuito equivalente de la primera etapa con su correspondiente carga (sin realimentación externa) queda tal como se indica en la figura VII.41., del que extraemos los restantes cocientes:

$$\frac{I_{b2}}{I_{c1}} = \frac{- R_{c1}}{R_{c1} + R_{i2}} = \frac{-3 \cdot 10^3}{(3 + 5{,}848) \cdot 10^3} = -0{,}34$$

$$\frac{I_{b1}}{I_s} = \frac{R}{R + h_{ie1}} = \frac{666{,}7}{(666{,}7 + 1000)} = 0{,}4$$

En consecuencia reemplazando en la ecuación (VII.35.) se obtiene:

$$A_{Is} = (-1)\ h_{fe2} \cdot \frac{- R_{c1}}{R_{c1} + R_{i2}} \cdot h_{fe1} \cdot \frac{R}{R + h_{ie1}} = 100 \cdot 0{,}34 \cdot 100 \cdot 0{,}4 = 1360$$

siendo además:

$$R_{is} = \frac{R \cdot h_{ie1}}{R + h_{ie1}} = \frac{666{,}7 \cdot 1000}{666{,}7 + 1000} = 400 \text{ Ohm}$$

$$R_{os} = R_{c2} = 500 \ \text{Ohm}$$

Finalmente en el circuito realimentado tendremos:

$$D = 1 + A_{Is} \ . \ \beta = 1 + 1360 \ . \ 0{,}04 = 55{,}4$$

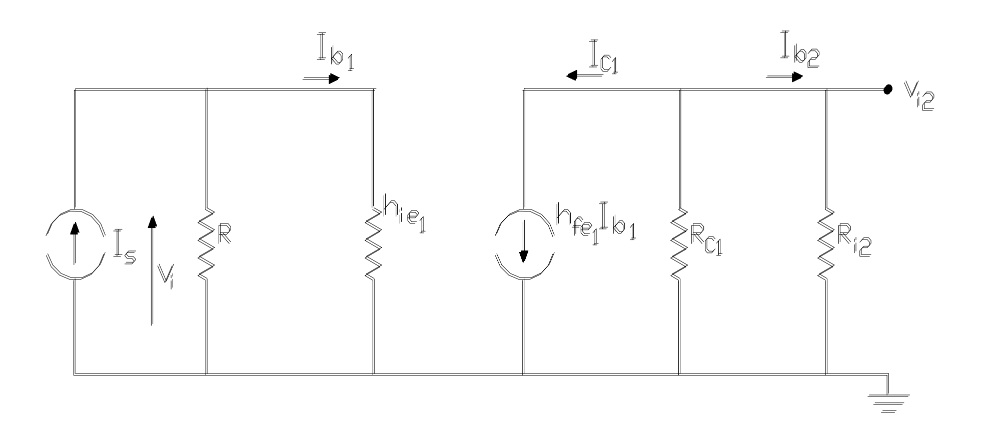


Figura VII.41.

$$A_{Isf} = \frac{A_{Is}}{D} = \frac{1360}{55{,}4} = 24{,}55 \qquad \text{prácticamente} \qquad \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0{,}04} = 25$$

$$R_{isf} = \frac{R_{is}}{D} = \frac{400}{55{,}4} = 7{,}2 \ \text{Ohm}$$

mientras que la resistencia de salida del sistema realimentado:

$$R_{osf} = \frac{R_{os} \ . \ (1 + A_i \ . \ \beta)}{D} \qquad \text{y como } A_{Is} \text{ no depende de } R_{c2} \qquad R_{osf} = R_{os} = R_{c2} = 500 \ \text{Ohm}$$

debiendo interpretarse que tal valor es el resultado de una resistencia de salida del amplificador realimentado sin carga tan alta que incluyendo la carga (paralelo) la resistencia de salida del sistema realimentado queda dominada por la resistencia de carga R_{c2} .

CAPITULO VIII - Amplificadores Operacionales: su utilización:

VIII.1. - INTRODUCCIÓN:

De acuerdo a los conceptos adquiridos en los Capítulos precedentes, en general puede afirmarse que un amplificador operacional., en adelante llamado OpAmp. se halla constituido por un conjunto de etapas amplificadoras, generalmente integradas en una misma pastilla, tal que proporciona muy altas ganancia y resistencia de entrada y una muy baja resistencia de salida, disponiendo de una etapa de entrada tipo diferencial que facilita la aplicación de realimentación negativa externa.

Efectivamente, tal como se estudiara oportunamente al analizar las configuraciones de entrada del OpAmp. tipo 741, normalmente todos los OpAmp. poseen una etapa de entrada en configuración diferencial, polarizada mediante una fuente de corriente activa que asimismo cuenta con un sistema de carga activa, tal que le proporciona una alta Relación de Rechazo de Modo Común, permitiendo disponerse del par de terminales de entrada. Le sigue luego una etapa del tipo separadora acoplada a alguna configuración apropiada para conseguir la alta ganancia recién mencionada, terminando todo el conjunto con una etapa de salida que le permite proporcionar una señal de potencia relativamente elevada y una resistencia de salida baja.

Esquemáticamente se lo suele representar mediante el símbolo indicado en la figura VIII.1. Allí pueden observarse los dos terminales de entrada: el llamado INVERSOR (a veces denotado con **INV** ó con **-**) y el NO INVERSOR (ó **+**) , así como el terminal de salida que proporciona la tensión de salida V_o con referencia de masa. En dicha figura, **A** es la llamada ganancia a lazo abierto del operacional o simplemente ganancia (de tensión diferencial) del operacional.

Las tensiones de señal que se apliquen al terminal de entrada NO INVERSOR son amplificadas sin modificación alguna de su componente de fase: la ganancia **A** resulta positiva o no inversora. En cambio las tensiones de señal aplicadas al terminal INVERSOR son amplificadas y proporcionadas a la salida con una ganancia (A) negativa, vale decir que se les introduce una componente de fase de 180º (Ganancia negativa o Inversora)

En la figura VIII.2. se observa un cuadripolo equivalente que se puede asociar con el OpAmp. En dicha figura la tensión de salida a circuito abierto $(V_o)_o$ queda representada por:

$$(V_o)_o = A \cdot V_i$$

siendo entonces A la ganancia de tensión o simplemente ganancia del OpAmp. con la salida a circuito abierto (R_L = infinito) o bien para una carga R_L no inferior a un cierto valor mínimo (por lo menos diez veces mayor que R_o) y que se reconoce por la denominación de Ganancia a Lazo Abierto (Open Loop Gain), siendo V_i la tensión diferencial de entrada.

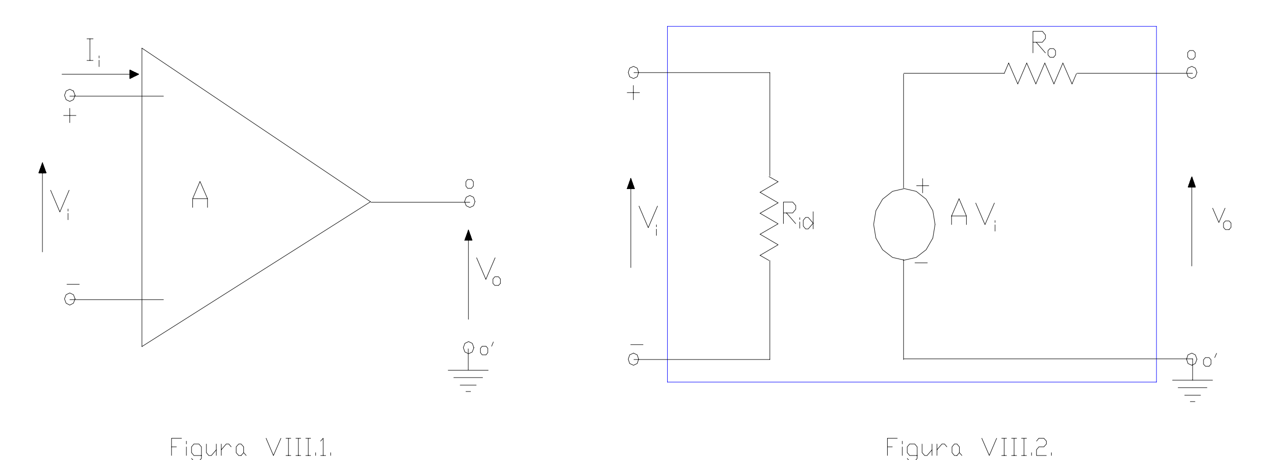


Figura VIII.1.

Figura VIII.2.

R_{id} es la Resistencia de Entrada del OpAmp. y queda definida por la resistencia de entrada diferencial de la etapa de entrada, mientras que R_o es la resistencia de salida del OpAmp.

Un OpAmp. ideal debería poseer las siguientes características:

$A = \text{Infinito} \qquad R_{id} = \text{Infinito} \qquad R_o = 0$

además de una serie de requisitos en el comportamiento general que iremos viendo en detalle a medida que avancemos en el trabajo.

Así un OpAmp. que cumpla con dichos requisitos, aún en forma relativa, como ocurre en la mayoría de los OpAmp. reales, se comportará como un "componente" sumamente versátil y apto para ser utilizado como amplificador básico en sistemas realimentados, de modo tal que las características finales a lazo cerrado sean prácticamente independientes del propio OpAmp. y en cambio "únicamente" dependientes de la red de realimentación externa utilizada. Luego, variando dichas redes de realimentación se puede considerar al dispositivo resultante como un elemento capaz de desempeñar innumerables funciones.

A los efectos de comprobar el grado de cumplimiento relativo de tales requisitos pueden considerarse los datos que al respecto se suministren para diferentes OpAmp., centrando la atención sobre los citados tres parámetros dinámicos. Se observará entonces que tal como ocurre en el tipo 741, la ganancia A es del orden de 10^5 ó más, típicamente R_{id} resulta del orden del MOhm y normalmente R_o se encuentra por debajo de los 100 Ohm. Así, en el esquema de la figura VIII.1. se tiene:

$V_i = \dfrac{V_o}{A}$ por lo que siendo V_o distinto de cero, al ser A muy grande (idealmente infinito), resultará V_i despreciable (idealmente cero). Es decir V_i prácticamente cero.

Por otra parte, en la entrada del circuito equivalente de la figura VIII.2. la corriente de entrada I_i resultará:

$I_i = \dfrac{V_i}{R_{id}}$ y dado que en esta ecuación V_i es aproximadamente cero y R_{id} muy grande (idealmente infinito), se tendrá que por ambas razones $I_i = 0$ (prácticamente sin error con respecto al caso ideal).

En resumen, dadas las características dinámicas de operación, en un OpAmp. siempre se tendrá:

$V_i = 0 \qquad \text{e} \qquad I_i = 0$

VIII.2.- AMPLIFICADOR OPERACIONAL NO INVERSOR:

Una de las aplicaciones básicas del OpAmp. en la electrónica lineal consiste en su utilización en un circuito tal como el indicado en la figura VIII.3. En la figura VIII.4. puede observarse el mismo circuito amplificador en donde se ha reemplazado el símbolo del OpAmp. por el modelo circuital presentado en la figura VIII.2. Puede comprobarse que la topología de realimentación de este circuito es del tipo TENSION-SERIE y en consecuencia la transferencia de la red de realimentación es:

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad \text{(VIII.1.)}$$

En la malla de entrada del circuito de la figura VIII.4. la ecuación de las tensiones es: $V_s - I_i \ . \ R_s - V_i - V_f = 0$ y si consideramos las características ideales del OpAmp. ($V_i = 0$ e $I_i = 0$) la ecuación se reduce a:

$V_s = V_f$ por lo que la ganancia de tensión a lazo cerrado quedará $A_{VsfT} = \dfrac{V_o}{V_s} = \dfrac{V_o}{V_f} = \dfrac{1}{\beta} = 1 + \dfrac{R_1}{R_2}$ (VIII.2.)

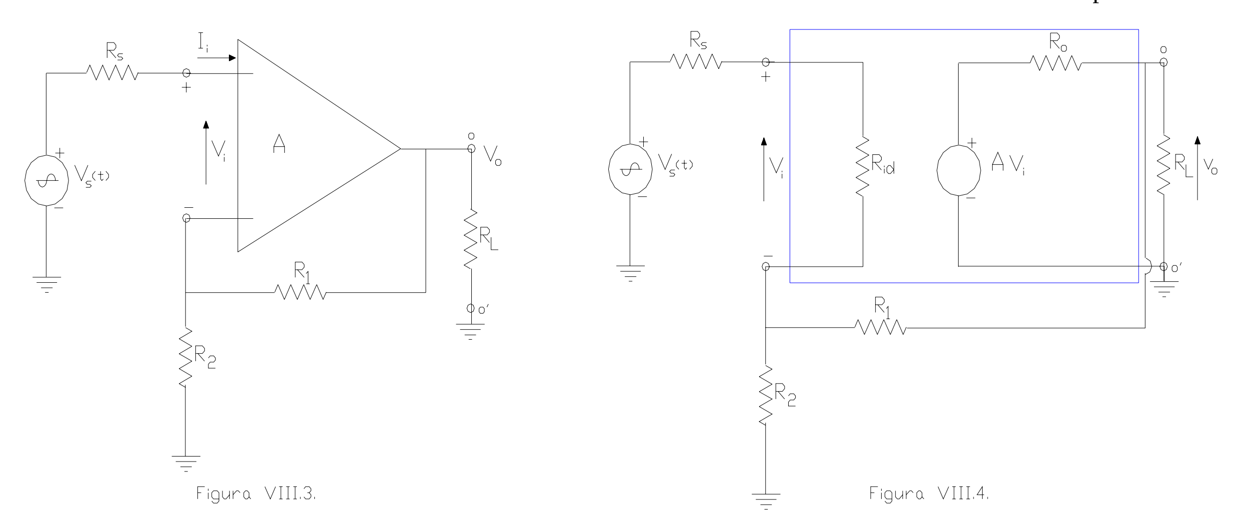


Figura VIII.3.
Figura VIII.4.

cuyo resultado es una GANANCIA NO INVERSORA y fijada únicamente por la relación entre las resistencias R_1 y R_2 constitutivas de la red de realimentación.

Si estudiamos este mismo circuito con los conceptos de la teoría de realimentación, tal como lo hemos visto a lo largo del Capítulo precedente, a partir del circuito de la figura VIII.4. pasaríamos a un circuito auxiliar derivado de aquel en donde la realimentación sea nula. Tal circuito puede observarse en la figura VIII.5 y a partir de él consideramos que siendo:

$$R'_L = R_L \,//\, (R_1 + R_2) \qquad \text{y} \qquad R = R_s + (R_1 \,//\, R_2)$$

la ganancia de tensión, resistencia de entrada y resistencia de salida serán:

$$A_{Vs} = \frac{V_o}{V_s} = -A \cdot \frac{R'_L}{R'_L + R_o} \cdot \frac{R_{id}}{R_{id} + R} \quad \text{o bien} \quad A_{Vs} = -A \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R'_L}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R}{R_{id}}} \qquad \text{(VIII.3.)}$$

$$R_{is} = R + R_{id} = R_s + (R_1 \,//\, R_2) + R_{id} \qquad \text{y} \qquad R_{os} = R_o \,//\, R'_L = R_o \,//\, R_L \,//\, (R_1 + R_2)$$

y tal como dicha teoría lo establece, con β dado por la ecuación (VIII.1.):

$$D = 1 + \beta \cdot A_{Vs} \quad ; \quad A_{Vsf} = \frac{A_{Vs}}{D} \quad \text{(VIII.4.)} \quad ; \quad R_{isf} = D \cdot R_{is} \quad \text{y} \quad R_{osf} = \frac{R_{os}}{D}$$

Particularmente, en relación con la ecuación (VIII.4.) precedente, la misma también puede expresarse como:

$$A_{Vsf} = \frac{A_{vs}}{1 + \beta \cdot A_{Vs}} = \frac{1}{\frac{1}{A_{Vs}} + \beta} = \frac{1}{\beta \left(1 + \frac{1}{\beta \cdot A_{vs}}\right)}$$ y considerando la ecuación (VIII.2.)

$$A_{Vsf} = A_{VsfT} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\beta \cdot A_{Vs}}\right)}$$ en donde hemos interpretado que $$\frac{1}{\beta} = A_{VsfT}$$ (T de teórica)

y considerando que el término $$\frac{1}{} = \varepsilon$$ (Error de la ganancia $$A_{Vsf} = \frac{A_{VsfT}}{} \qquad \text{(VIII.5.)}$$

$\beta \ . \ A_{Vs}$ $\qquad\qquad$ $1 + \varepsilon$

si en un caso práctico se cumple que $R'_L >> R_o$ y además que $R << R_{id}$ como normalmente ocurre en la mayoría de los amplificadores operacionales de aplicaciones múltiples, se tendrá

$$A_{Vs} = A \quad - \quad R_{is} = R_{id} \quad - \quad R_{os} = R_o \qquad \text{con lo que} \qquad \varepsilon = \frac{1}{A \ . \ \beta} \qquad \text{(VIII.6.)}$$

En cuanto al error hagamos un ejemplo de interpretación: Supongamos tener un amplificador realizado con el OpAmp tipo 741 con un lazo de realimentación tal que $A_{vsf} = 10$. A una frecuencia de 1 KHz en la que A = 1000, el error ε indicará la medida en que la transferencia a lazo cerrado que consideramos solo función de β , en realidad depende del OpAmp.:

$$A_{Vsf} = A_{VsfT} = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 10 \quad \text{por lo que de a acuerdo a (VIII.6.):} \quad \varepsilon = \frac{10}{1000} = 0{,}01 = 1 \ \%$$

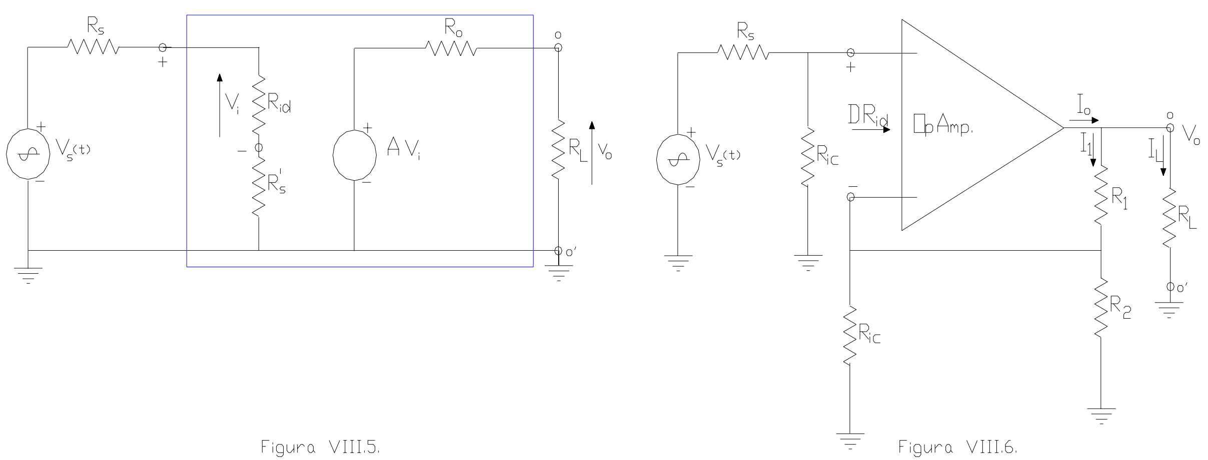


Figura VIII.5. Figura VIII.6.

$$\text{asimismo} \quad D = 1 + \beta \ . \ A_{Vs} = 1 + \frac{1}{\varepsilon} = 1 + 100 = 101 \quad \text{y en consecuencia}$$

$$R_{isf} = D \ . \ R_{is} = D \ . \ R_{id} = 101 \ . \ 2 \ . \ 10^6 = 202 \ \text{MOhm} \qquad \text{y} \qquad R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} = \frac{R_o}{D} = \frac{75}{101} = 0{,}75 \ \text{Ohm}$$

Con relación al valor de $R_{isf} = 202$ MOhm para este orden de magnitud debe analizarse la influencia de la Resistencia de Entrada de Modo Común R_{ic} . Aunque el fabricante no especifique directamente esta R_{ic}, la misma se puede estimar considerando las especificaciones de A y de C.M.R.R. y teniendo en cuenta que circuitalmente $R_{ic} = 2 \ . \ h_{fe} \ . \ R_{o3}$. Tal estimación arroja un valor similar al calculado para R_{isf} . Su presencia en el circuito estudiado nos llevaría a considerar el esquema equivalente que se muestra en la figura VIII.6. en donde se observa a R_{ic} conectada entre cada una de las entradas del OpAmp. y masa.

Con respecto a la R_{ic} del terminal INV, dado que $R_2 << R_{ic}$ y $R_2 << (D \ . \ R_{id})$ su presencia no trasciende, de modo que prácticamente el circuito de entrada de esta configuración se reduce al indicado en la figura VIII.7. La resistencia de entrada que ve el generador de excitación exterior, que llamamos R_{ent} resultará:

$$R_{ent} = R_{ic} \ // \ (D \ . \ R_{id})$$

comprobándose que si bien R_{isf} es alta, al ser R_{ic} del mismo orden de $(D \ . \ R_{id})$ la misma queda limitada por la resistencia de entrada para el modo común. No obstante ello es posible utilizar R_s altas sin afectar la transferencia de tensión ya determinada.

Otro aspecto muy interesante para tener en cuenta es la comprobación de que la corriente de salida del OpAmp. pueda ser sostenida por el mismo en atención a la carga a la cual se ve sometido. En tal sentido y a los efectos de realizar una comprobación numérica, en el circuito de la figura VIII.6. supondremos que R_L = 3 KOhm ,

R_1 = 10 KOhm y R_2 = 1 Kohm. y que el Operacional se alimenta con una tensión $V_{CC} = V_{EE} = 10$ V. En el nodo de salida del OpAmp se tendrá:

$$I_o = I_1 + I_L = \frac{V_o}{R_1 + R_2} + \frac{V_o}{R_L} = \frac{10\ V}{11000} + \frac{10\ V}{3000} = 4\ mA$$

En algunas notas de aplicación del 741 puede comprobarse que la corriente de salida se encuentra vinculada con la carga a través de una función similar a la que se representa en la figura VIII.8. En la misma se observa que la corriente aumenta linealmente hasta unos 10 á 15 mA y luego tiende a un valor fijo comprendido entre unos 20 y 22 mA debido al sistema de protección contra cortocircuitos del propio OpAmp. por lo que

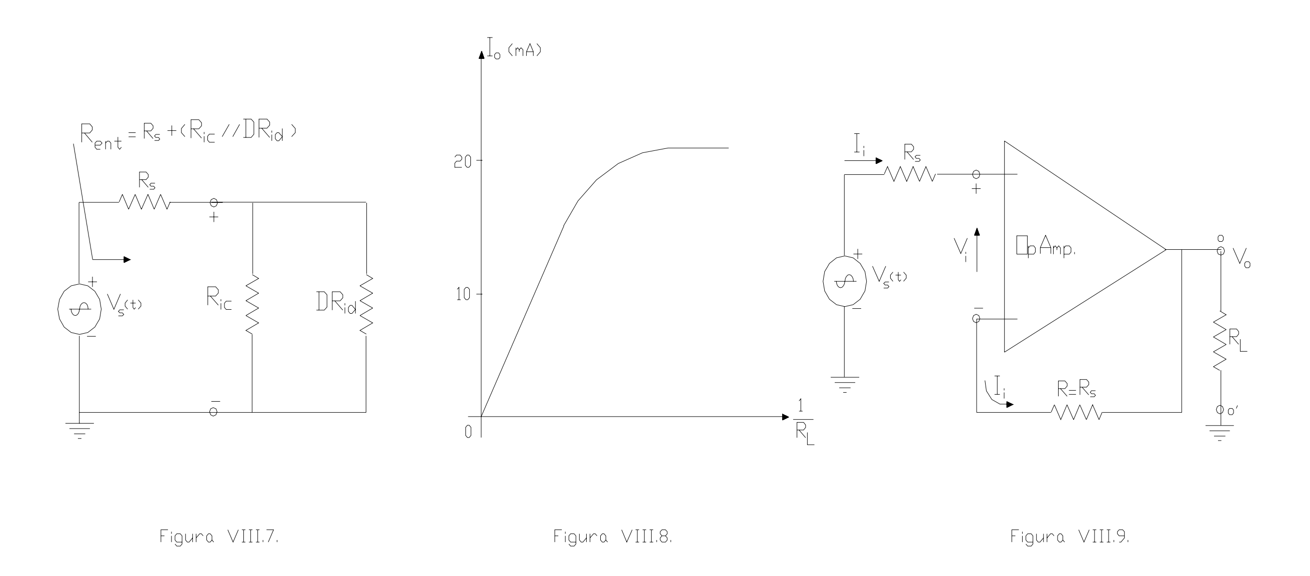


Figura VIII.7. Figura VIII.8. Figura VIII.9.

comparando los valores resultantes se deduce que en esta aplicación no existirán inconvenientes en la operación lineal.

VIII.2.1.- Amplificador Operacional Seguidor:

Un caso particular de la configuración recién estudiada lo constituye el OpAmp. Seguidor, cuyo nombre deriva de configuraciones monoetapas discretas que cumplen similares funciones. En este caso el circuito responde al indicado en la figura VIII.9.

Recorriendo la malla de entrada de este circuito, que cierra a masa a través de la carga R_L , se puede plantear la ecuación de la 2da. ley de Kirchoff:

$$V_s - I_i \cdot R_s - V_i - I_i \cdot R - V_o = 0$$

si consideramos las condiciones de idealización del OpAmp.: $I_i = 0$ y $V_i = 0$ por lo que $V_s - V_o = 0$

y dado que $A_{Vsf} = \frac{V_o}{V_s}$ como según lo anterior $V_o = V_s$ $A_{VsfT} = 1$

el resultado es una ganancia de tensión unitaria y con componente de fase nula vale decir una Ganancia Seguidora.

Analizado el circuito en base a las características del OpAmp. No Inversor, en esta aplicación se tendrá:

$R_1 = R = R_s$ y R_2 = infinito por lo que $\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1$ ($\beta = 1$) y $A_{VsfT} = 1$

$\beta \qquad R_2$

si bien dicho resultado es independiente del valor de R_1 , $R_1 = R$ según veremos más adelante es conveniente que tenga igual valor a R_s de modo que ambas entradas queden balanceadas y se reduzca la influencia de las corrientes de base de polarización de la etapa diferencial de entrada del OpAmp..

VIII.3.- AMPLIFICADOR OPERACIONAL INVERSOR:

Se trata ahora de otra de las aplicaciones básicas del OpAmp. en la electrónica lineal, y consiste en su utilización en un circuito tal como el indicado en la figura VIII.10. La fuente de excitación de tensión se conecta sobre la entrada inversora y la red de realimentación se conecta entre la salida y el mismo terminal de entrada inversor, mientras que el terminal no inversor se refiere a masa, sea directamente o bien a través de otro resistor.

En un estudio en donde se consideren las características ideales de operación del OpAmp., la componente dinámica de la tensión del nodo de mezcla o nodo "A" resulta ser:

$$V_{AT} = V_i = 0$$

por lo que dicho nodo "A" se comporta dinámicamente como si estuviera vinculado con masa, motivo por el cual se lo describe como una TIERRA VIRTUAL. Cabe agregar asimismo, que mas tarde agregaremos un resistor en serie con el terminal no inversor y aún así, dado que la corriente $I_i = 0$, al no registrarse diferencia de potencial en el mismo, dicho nodo "A" continuará comportándose como Tierra Virtual.

Como una consecuencia de ello la corriente I en R_s es la misma que la corriente I_f en R comprobándose que la inversión de fase asociada a dicho terminal de excitación, posibilita una I_f positiva y por lo tanto una realimentación negativa. Ambas corrientes pueden determinarse como:

$$I = \frac{V_s - V_{AT}}{R_s} \qquad \text{y como } V_{AT} = 0 \quad \text{resulta} \qquad I = \frac{V_s}{R_s}$$

$$I_f = \frac{V_{AT} - V_o}{R} \qquad \text{y como } V_{AT} = 0 \quad \text{resulta} \qquad I_f = \frac{-V_o}{R}$$

y dado que, como ya se dijo: $I = I_f$ resulta: $\frac{-V_o}{R} = \frac{V_s}{R_s}$ por lo que: $A_{VsfT} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R}{R_s}$ (VIII.7.)

cuyo resultado ahora es una GANANCIA INVERSORA y nuevamente fijada con exclusividad por la relación entre las resistencias R_s y R conectadas sobre el terminal inversor.

Estudiando el problema mediante la teoría de realimentación puede comprobarse que la topología de realimentación de este circuito es del tipo TENSION-PARALELO y en consecuencia la transferencia de la red de realimentación que en este caso denominaremos β' y que fue ampliamente justificada en este trabajo es:

$$\beta' = \frac{-1}{R}$$

En la figura VIII.11. puede observarse el circuito amplificador básico sin realimentar pero cargado con la red de realimentación, tanto a la entrada como a la salida. y en donde se ha reemplazado el símbolo del OpAmp.

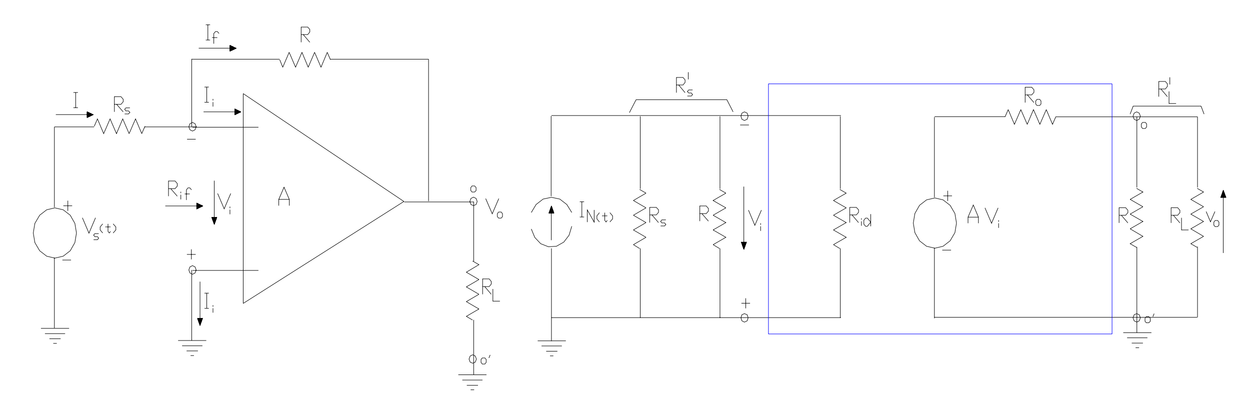


Figura VIII.10.

Figura VIII.11.

por el modelo circuital presentado en la figura VIII.2. Asimismo, en dicho circuito puede observarse que, dada la topología identificada, la fuente de excitación exterior se ha adecuado al método por lo que:

$$I_N = \frac{V_s}{R_s}$$

Como es de práctica, a partir de este circuito auxiliar determinamos:

$$R_{is} = \frac{V_i}{I_N} = R_s \; // \; R \; // \; R_{id} \qquad - \qquad R_{os} = R_o \; // \; R \; // \; R_L \qquad y \qquad R_{Ms} = \frac{V_o}{I_N}$$

y respecto a esta última con $R_L' = R \; // \; R_L$:

$$R_{Ms} = \frac{V_o}{I_N} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{I_N} = -A \cdot \frac{R'_L}{R'_L + R_o} \cdot R_{is} = -A \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R'_L}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{id}}}$$

por lo que:

$$D = 1 + \beta' \cdot R_{Ms} = 1 + \frac{1}{R} \cdot A \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R'_L}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{id}}}$$

$$D = 1 + A \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R'_L}} \cdot \frac{1}{\frac{R_s + R}{R_s} + \frac{R}{R_{id}}} \qquad \text{y recordando que} \quad \beta = \frac{R_s}{R_s + R} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$D = 1 + A \cdot \beta \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_o}{R'_L}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R'_s}{R_{id}}}$$

Si se comparan los resultados obtenidos para la configuración no inversora con la diferencia de retorno que corresponde este OpAmp. inversor, se puede constatar que:

$$\beta' \cdot R_{Ms} = \beta \cdot A_{vs} \qquad \text{(VIII.8.)}$$

y si además se considera el mismo caso práctico en que $R'_L >> R_o$ y $R_{id} >> R'_s$ se tiene que también aquí:

$$D = 1 + A \cdot \beta = 1 + \frac{1}{\varepsilon} \quad \text{y} \quad R_{Msf} = \frac{R_{Ms}}{1 + \beta' \cdot R_{Ms}} = \frac{1}{\beta'} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{R_{Ms} \cdot \beta'}} = \frac{R_{MsfT}}{1 + \varepsilon}$$

e igualmente:

$$A_{Vsf} = \frac{A_{VsfT}}{1 + \varepsilon}$$

El circuito realimentado, considerándolo excitado con la fuente de excitación equivalente de Northon se aprecia en la figura VIII.12. y en el mismo:

$$R_{isf} = \frac{R_{is}}{D} \quad \text{prácticamente igual que} \quad R_{isf} = \frac{R'_s}{D}$$

y esta puede ser interpretada como el paralelo entre $R_{isf} = R_s // R_{if}$ tal como se definen y señalan en dicha figura. Luego la resistencia de entrada a lazo cerrado, definida sobre el terminal inversor, que hemos llamado R_{if} se puede determinar realizando la operación inversa:

$$R_{if} = \frac{R_{isf} \cdot R_s}{R_s - R_{isf}}$$

luego transportando este resultado al circuito original de la figura VIII.10. arrojará una resistencia de entrada, vista por el generador de tensión que resulta:

$$R_{ent} = R_s + R_{if}$$

y como R_{if} es normalmente muy pequeña, el resultado es que la resistencia de entrada a lazo cerrado que ve el generador ideal de tensión es sólo R_s cosa que es totalmente lógica si recordamos que la propiedad del terminal inversor de esta configuración es la de comportarse como una tierra virtual.

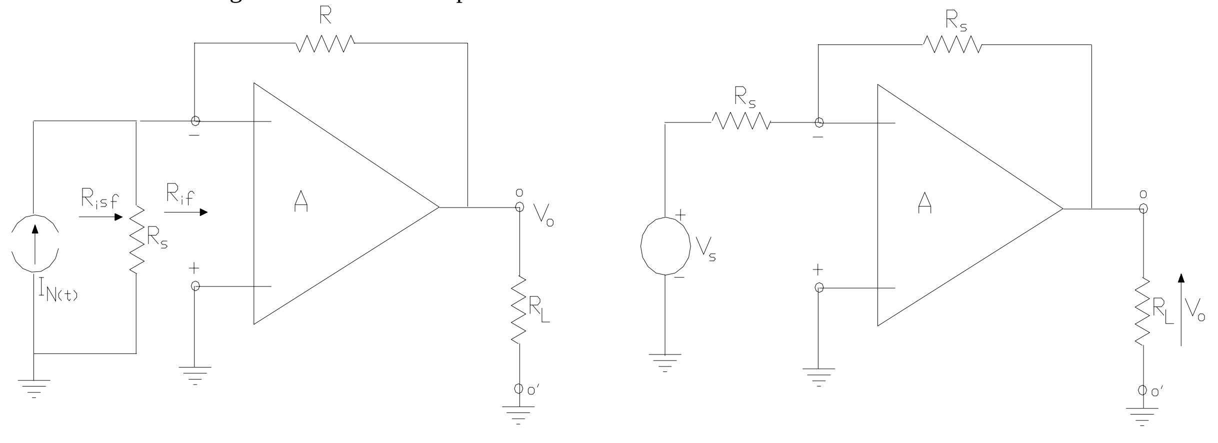


Figura VIII.12. Figura VIII.13.

Por otro lado la resistencia de salida en el lazo cerrado resulta:

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} \quad \text{prácticamente igual que} \quad R_{osf} = \frac{R_o}{D}$$

y nuevamente, esta puede ser interpretada como el paralelo entre $R_{osf} = R_L \ // \ R_{of}$ tal como se definen y señalan en la misma figura. Luego la resistencia de salida a lazo cerrado, definida como aquella que ve la carga R_L y que hemos llamado R_{of} se puede determinar realizando la operación inversa:

$$R_{of} = \frac{R_{osf} \cdot R_L}{R_L - R_{osf}}$$

En esta configuración la resistencia de entrada de modo común no influye como ocurría en el anterior caso ya que el terminal no inversor se halla conectado físicamente a masa, mientras que el terminal de mezcla se comporta como una tierra virtual, de modo que la R_{ic} entre ambos terminales de entrada y masa se hallan cortocircuitadas.

Un caso particular de esta configuración es el circuito operacional Inversor Unitario que se observa en el figura VIII.13. en donde ambos resistores, el que se coloca en el lazo de realimentación (y que llamábamos R) así como aquel ubicado en serie con el terminal inversor de excitación (y que llamábamos R_s) son idénticos, así $A_{Vsf} = -1$.

VIII.4.- OTRAS APLICACIONES DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES:

VIII.4.1.- Amplificador Operacional Sumador:

En el circuito indicado en la figura VIII.14. si consideramos las condiciones ideales de funcionamiento, en que:

$$I_i = 0 \quad \text{y} \quad V_i = 0$$

y además que el terminal inversor o de mezcla se comporta como tierra virtual, se tiene:

$$I_f = I_1 + I_2 \quad \text{en donde} \quad I_f = \frac{-V_o}{R} \quad ; \quad I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad \text{e} \quad I_2 = \frac{V_2}{R_2}$$

en consecuencia:

$$V_o = -\left(\frac{R}{R_1}\right) \cdot V_1 - \left(\frac{R}{R_2}\right) \cdot V_2 \qquad \text{(VIII.9.)}$$

En base a este principio, en la figura VIII.15.a. se ha representado un esquema de circuito que permite establecer una transferencia ajustada a la ecuación de la recta, tal como por ejemplo indica la figura VIII.15.b.

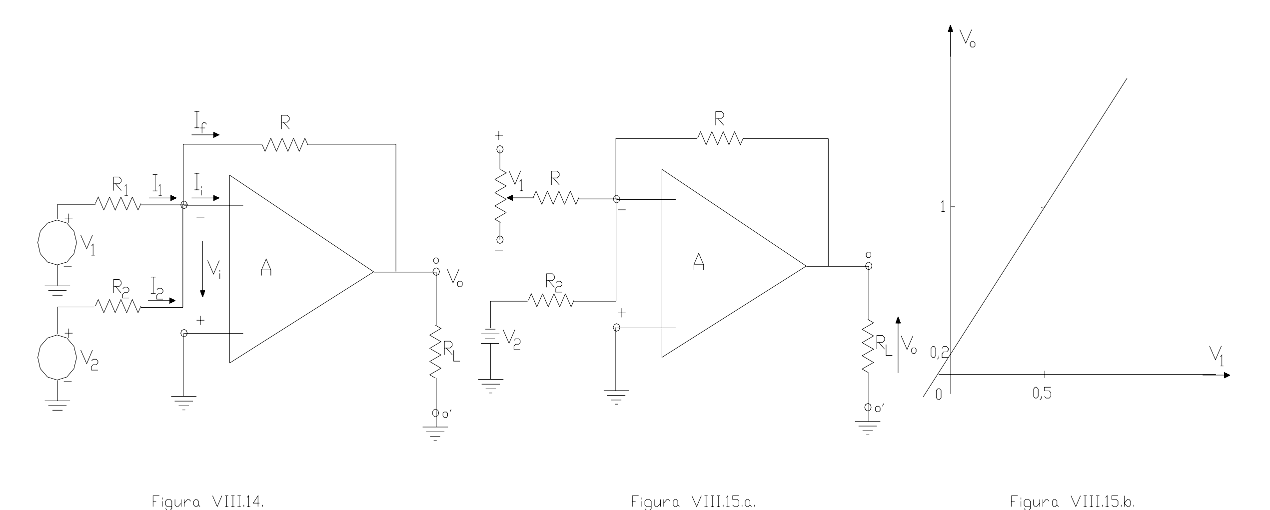


Figura VIII.14. Figura VIII.15.a. Figura VIII.15.b.

VIII.4.2.- Amplificadores Operacional Diferencial:

En este caso el circuito de aplicación se representa en la figura VIII.16. En el mismo debe cumplirse la identidad de componentes resistivos conectados en ambas entradas, es decir que $R_1 = R_1'$ y que $R_2 = R_2'$. Por la presencia de las dos fuentes de excitación V_1 y V_2, se puede anticipar que la salida de este circuito se hallará constituida por dos partes (V_{o1} y V_{o2}) de tal manera que al ser:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2}$$

para su obtención es posible la utilización del principio de superposición:

a) en este paso consideramos $V_2 = 0$ y V_1 distinto de cero. El circuito original queda transformado en el que se indica en la figura VIII.17, en el cual:

$$V_{AT} = V_i + I_i \ . \ (R'_1 \,//\, R'_2) = 0$$

dado que el terminal INV o nodo (A) se comporta como una tierra virtual en razón de que se esta presente ante una configuración operacional inversora, en cuyo caso la tensión de salida resulta ser:

$$V_{o1} = - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) . \ V_1 \qquad \text{(VIII.10.)}$$

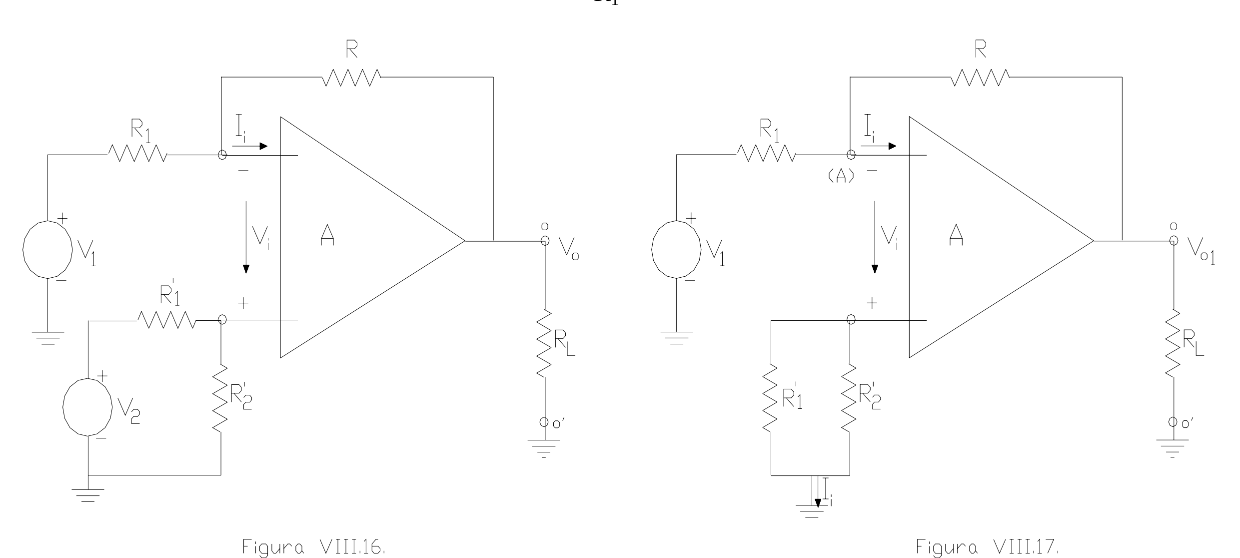


Figura VIII.16. Figura VIII.17.

b) Ahora se considerará $V_1 = 0$ y V_2 distinto de cero. Para facilitar el análisis, aplicamos el Teorema de Thevenin en la entrada no inversora, con lo que se obtendrá:

$$V_T = \left(\frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} \right) . \ V_2 \qquad \text{y} \qquad R_T = \frac{R'_1 \ . \ R'_2}{R'_1 + R'_2}$$

y el circuito equivalente se representa en la figura VIII.18. En este nuevo circuito, la ecuación de malla planteada en los terminales de entrada del OpAmp. nos lleva a:

$$V_f + V_i - I_i \ . \ R_T - V_T = 0 \quad \text{y como} \quad V_i = 0 \quad \text{e} \quad I_i = 0 \quad \text{resulta} \quad V_f = V_T$$

es decir equipotencialidad de terminales de entrada y topología compatible con la estudiada para el OpAmp. no inversor, por lo tanto:

$$V_{02} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) . \ V_T \quad \text{o sea} \quad V_{o2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \ . \ \frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} \ . \ V_2 \qquad \text{(VIII.11.)}$$

y si la hipótesis de simetría se satisface:

$$V_{02} = \frac{R_2}{R_1} \cdot V_2$$

c) Sumando los efectos debido a ambas causas:

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_2 - V_1) \qquad \text{(VIII.12.)}$$

resultado coherente con el principio de funcionamiento de un amplificador diferencial, al cual se llega únicamente imponiendo la condición de identidad de los componentes resistivos que conforman el circuito.

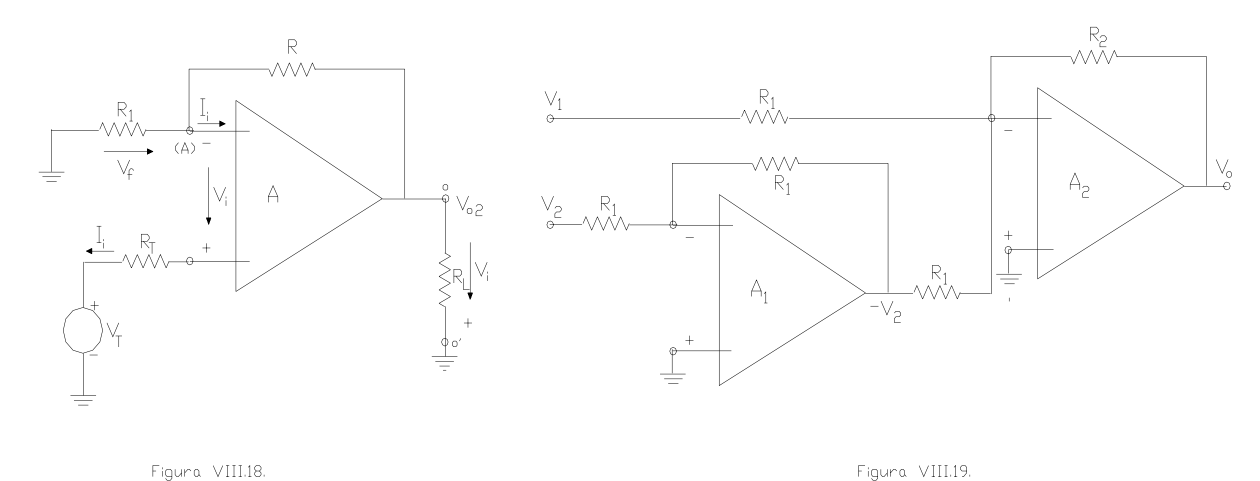


Figura VIII.18. Figura VIII.19.

Recordemos la importancia de esta propiedad de la configuración diferencial: Si excitamos al amplificador con una señal en modo diferencial (entre ambos terminales de entrada de nuestro OpAmp. diferencial), ya que el ruido se comporta como un modo común (con respecto a masa tiene la misma intensidad en ambos puntos de excitación), a la salida se obtiene la señal diferencial amplificada según la ecuación (VIII.12.) con un rechazo al ruido teóricamente infinito. Otra razón más que determina la ventaja de emplear este tipo de configuración como entapa de entrada o primera etapa de una cadena amplificadora de bajo nivel.

Volviendo a la topología bajo análisis, la misma posee la desventaja de requerir una gran exactitud de los componentes resistivos de igual subíndice, de no ser así, la ganancia de modo común toma valores apreciables y dependientes de dicha dispersión de componentes resistivos. Su valor puede obtenerse de considerar que $V_1 = V_2 = V_c$ por lo que el tercer paso del principio de superposición en este caso arroja:

$$V_0 = V_c \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} - \frac{R_2}{R_1} \right) \qquad \text{(VIII.13.)}$$

Esto significa que si se desea modificar la ganancia diferencial el circuito presenta el inconveniente de que para ello se requiere siempre modificar el valor de dos resistencias para mantener bajo el modo común. Asimismo si consideramos las resistencias de entrada que se le presentan a los generadores de V_1 y V_2 (resistencias de entrada de modo común) las mismas son diferentes, ya que si consideramos la resistencia que ve el generador V_1 la misma es R_1 , mientras que la que ve V_2 es $(R_1 + R_2)$.

El circuito de la figura VIII.19. presenta una alternativa para la realización de un circuito OpAmp. diferencial. En él se emplea una configuración sumadora a la cual en una de las entradas se ha agregado un inversor unitario. Su simplicidad se consigue en base a la utilización de dos amplificadores operacionales y la optimización del rechazo al modo común igualmente requiere igualdad de resistencias entre los componentes resistivos con subíndice unitario. La ganancia aquí puede ser modificada variando únicamente R_2 y en este caso el circuito

presenta a ambos generadores la misma resistencia de entrada, de valor R_1 y por lo tanto puede ser baja y afectada por la dispersión.

Ya aceptando la utilización de dos amplificadores operacionales también puede realizarse un OpAmp. diferencial en base al circuito indicado en la figura VIII.20. el cual responde a tal principio de funcionamiento siempre que se cumplan las condiciones que pasamos a describir seguidamente:

a) En la primera etapa el OpAmp. A_1 opera en la configuración no inversora, de modo que:

$$V_{01} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) . V_1 \quad \text{(VIII.14.)} \quad \text{y la corriente por } R_3 \text{ es:} \quad I_1 = \frac{V_{o1} - V'}{R_3}$$

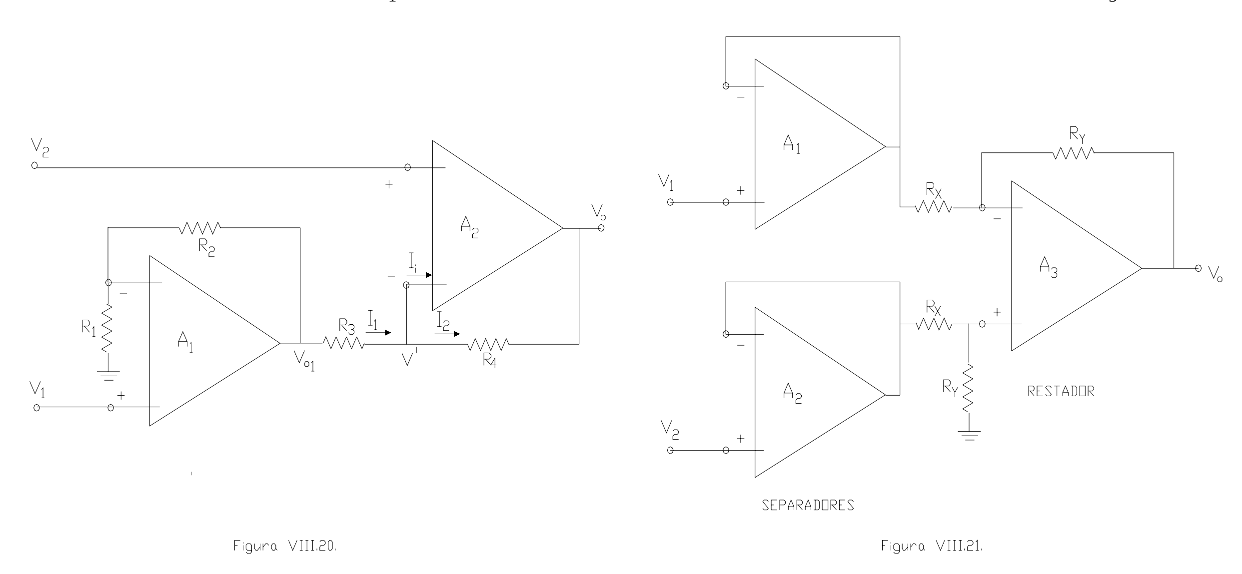


Figura VIII.20. Figura VIII.21.

b) En la segunda etapa conformada por el OpAmp. A_2 se tiene:

$$I_2 = \frac{V' - V_o}{R_4} \quad \text{y considerando al operacional ideal, dado que} \quad I_i = 0 \qquad I_1 = I_2 \quad \text{y} \quad V' = V_2$$

$$\frac{V' - V_o}{R_4} = \frac{V_{o1} - V'}{R_3} \quad \text{por lo tanto} \quad V_2 . R_3 - V_o . R_3 = V_{o1} . R_4 - V_2 . R_4$$

luego reemplazando V_{o1} por la ecuación (VIII.14.) , sacando factor común y despejando:

$$V_o = V_2 \frac{R_3 + R_4}{R_3} - V_1 \frac{R_1 + R_2}{R_1} . \frac{R_4}{R_3} = V_2 . \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) - V_1 . \left(\frac{R_4}{R_3} + \frac{R_2 . R_4}{R_1 . R_3}\right)$$

que corresponde a la transferencia de un restador de alta resistencia de entrada (entrada no inversora). Si en el mismo además se hace cumplir que la relación entre los componentes R_1 y R_2 sea la misma que la relación entre los R_3 y R_4 , es decir:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4} \qquad \text{entonces se tiene que:} \qquad V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) . (V_2 - V_1)$$

El circuito resta y amplifica y su resistencia de entrada resulta idéntica para ambas entradas, compatible con la que presenta una configuración no inversora, es decir alta y limitada únicamente por la resistencia de entrada de modo común del operacional, tal como se viera al estudiar dicho configuración.

Una característica similar pero ya utilizando tres amplificadores operacionales, se consigue con el circuito indicado en la figura VIII.21. en donde los dos OpAmp. de entrada, en disposición seguidora se emplean como separadores (BUFFERS) y presentan la misma alta resistencia de entrada, mientras que el OpAmp. de salida es el restador con ganancia (R_y / R_x).

VIII.4.3.- Amplificadores de Instrumentación:

El amplificador diferencial de la figura VIII.16., diseñado en base a un solo OpAmp., mostraba claras desventajas no permisibles para muchas aplicaciones. Se pudo observar posteriormente que mediante el empleo de dos o tres amplificadores operacionales se pueden ir optimizando alguna de las características que resulten de interés. El último circuito que se representa en la figura VIII.21. emplea tres amplificadores operacionales y su comportamiento es satisfactorio, especialmente en lo que al rechazo de modo común se refiere, cuando al integrarse en la misma pastilla, todos los componentes conectados a la entrada inversora de la etapa de salida son idénticos a los conectados a su terminal no inversor.

Precisamente, utilizando tres amplificadores operacionales se puede realizar el circuito de la figura VIII.22., constituido también en este caso por dos etapas, la primera de ellas formada por el par de OpAmp. A_1 y A_2 y la segunda etapa formada por el OpAmp. A_3 , este último trabajando en la configuración diferencial ya analizada.

El par A_1 y A_2 constituye una etapa con entrada y salida diferencial. Si A_1 y A_2 se analizan separadamente, se reconocen a sendos amplificadores no inversores con resistencias de realimentación R_1 y R_G para A_1 y R'_1 y la misma R_G para A_2 respectivamente, con la particularidad de que R_G no se encuentra conectada a masa. En este caso R_G es compartida tanto por A_1 como por A_2 y en lugar de conectarse a tierra lo hace al operacional opuesto.

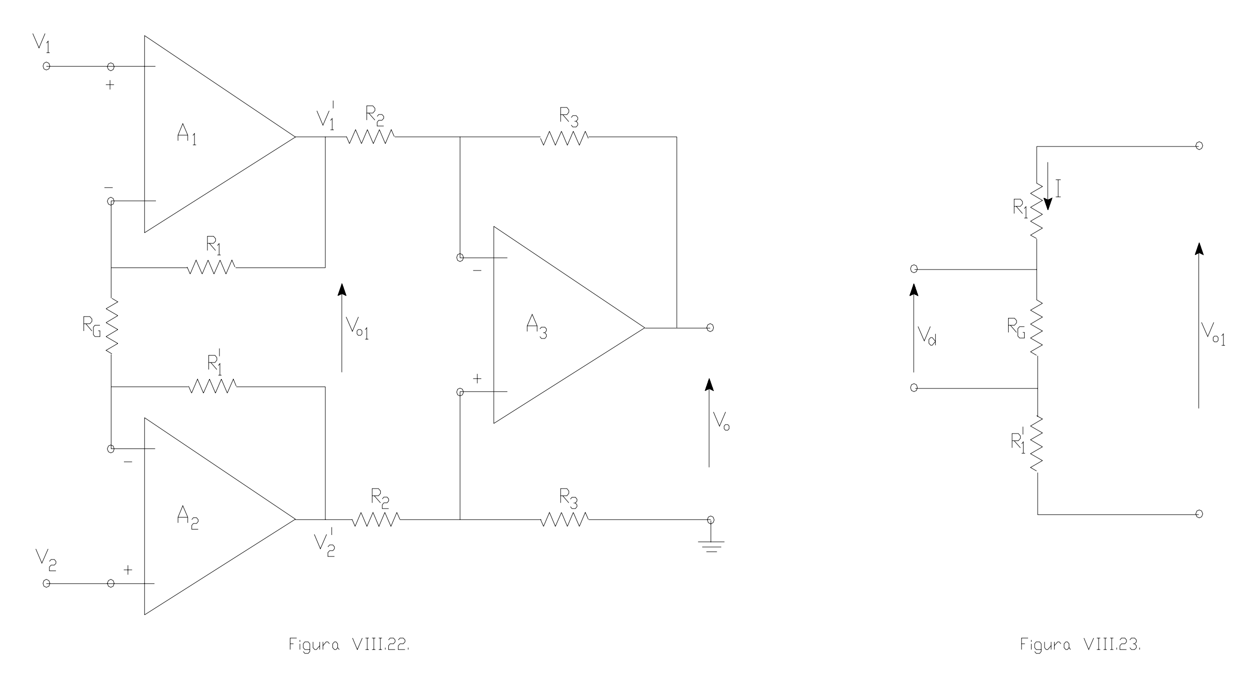


Figura VIII.22.

Figura VIII.23.

Atento la equipotencialidad de los terminales de entrada inherente al principio de funcionamiento de la configuración no inversora, que puede describirse también como cortocircuito virtual de los terminales de entrada de A_1 y de A_2, para la tensión de entrada de modo común $V_1 = V_2 = V_c$, no fluye corriente por R_G y por el contrario, las señales diferenciales V_d aplicadas entre los terminales no inversores de A_1 y A_2, por igual cortocircuito virtual, dan lugar a una corriente I en R_G , la cual dado que $I_i = 0$ debe cerrarse a través del circuito formado por R_1 y R'_1 .de modo tal que ello nos permite analizar el circuito equivalente para la señal diferencial, tal como se indica en la figura VIII.23.

En consecuencia:

$$I = \frac{V_d}{R_G} \quad \text{y} \quad V_{od} = I \,.\, (R_G + R_1 + R'_1)$$ por lo que reemplazando e imponiendo $R_1 = R'_1$

$$V_{od} = (R_G + 2 \,.\, R_1) \,.\, \frac{V_d}{R_G}$$

con lo que la ganancia diferencial con salida diferencial de la etapa de entrada resulta ser :

$$\frac{V_{od}}{V_d} = (1 + \frac{2 \,.\, R_1}{R_G}) = A_{Vdd}$$

finalmente y dado que la ganancia del conjunto es el producto de las ganancias de cada etapa, se tiene:

$$A_V = (1 + \frac{2 \,.\, R_1}{R_G}) \,.\, \frac{R_3}{R_2} \qquad \text{(VIII.15.)}$$

Las ventajas que se consiguen con este circuito son varias; la primera se deriva del hecho de que la salida diferencial de la primera etapa se encuentra exenta de modo común independientemente de los desapareamientos de R_1 y R'_1 . Ello sumado al hecho de que tal primera etapa contribuye con la ganancia A_{Vdd} hace posible la obtención de un muy alto rechazo al ruido en modo común. Por la misma razón tampoco tienen influencia las tensiones residuales o de “OFFSET” de los OpAmp. de la primera etapa que como veremos mas adelante en general producen apartamientos indeseables en el comportamiento de la mayoría de los amplificadores con operacionales.

Asimismo, si ambos OpAmp. que conforman la etapa de entrada se encuentran apareados y afectados por los mismos cambios térmicos tampoco afectan las derivas térmicas de los parámetros residuales (Thermal Drift) de los mismos ya que tales derivas térmicas se manifiestan como una señal de modo común y es rechazada por la segunda etapa. Esto disminuye las exigencias de derivas térmicas de A_1 y de A_2 siempre que los mismos se encuentren integrados en la misma pastilla.

Por otra parte la Ganancia A_V puede hacerse grande pudiéndose modificar variando un solo componente: el resistor R_G como resultado también de una A_{Vdd} grande, de modo tal que los errores estáticos y derivas térmicas de la segunda etapa comparados con la señal a la entrada de la misma, son despreciables, disminuyendo el nivel de exigencias también para el OpAmp. de la segunda etapa.

Por dichos motivos este tipo de amplificadores son ampliamente utilizados y son conocidos como amplificadores de instrumentación. Un ejemplo concreto se aprecia en la Nota de Aplicación de P.M.I., tal como se representa en la figura VIII.24. en donde de los tres amplificadores operacionales, dos de ellos OP-10 producidos por la firma P.M.I. están integrados en el mismo “chip”, con características apareadas lo que permite obtener:

$R_{id} = 500$ MOhm - C.M.R.R. > 120 dB

y si $(R_6 / R_4) = (R_7 / R_5)$, una ganancia de tensión de $A_V = 100$.

sin embargo otros amplificadores operacionales puede ser posible aplicar para conformar dicho circuito de bajo Offset y Deriva Térmica, tales como los AD504 o AD510 de Analog Device, o bien los LM308 de National Semiconductor o bien el 725 de fuentes varias, la única condición es que los dos que conforman la etapa de entrada se encuentren integrados en el mismo chip.

La configuración presenta tan buen comportamiento que al estado actual de la tecnología puede inferirse que el amplificador de instrumentación pasaría a constituirse como un nuevo “componente” destinado a reemplazar al OpAmp. con ventajas. Burr Brown a lanzado al mercado el amplificador de instrumentación tipo INA101, de

muy alta precisión y cuya configuración es la clásica, formada por tres amplificadores operacionales, cuyo esquema simplificado se ilustra en la figura VIII.25.

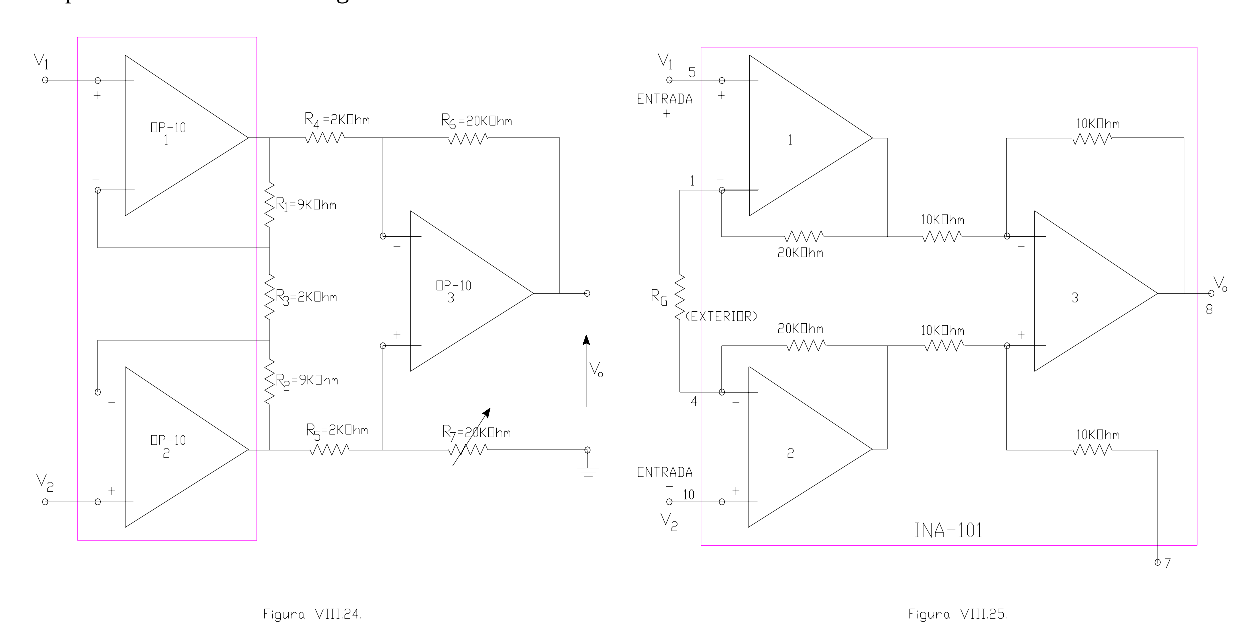


Figura VIII.24.

Figura VIII.25.

La mencionada configuración se caracteriza técnicamente porque todas las resistencias de película delgada y amplificadores operacionales están integrados en un único sustrato monolítico, con excepción del resistor R_G que se deja a elección del usuario con el objetivo de que el mismo pueda fijar la ganancia del amplificador. Se emplean los últimos adelantos tecnológicos para minimizar la tensión de entrada de Offset así como su deriva con la temperatura. Igualmente se optimiza la C.M.R.R. y la exactitud de la ganancia en un amplio rango de temperaturas.

La ganancia puede ajustarse entre 1 y 1000 veces mediante la expresión:

$$A_V = 1 + \frac{40\ \text{KOhm}}{R_G}$$

Estos amplificadores de instrumentación se utilizan entre otros campos, para amplificar señales provenientes de trasductores tales como termopares, shunts de corriente, sondas biológicas, etc. En la figura VIII.26. se ilustra la aplicación como amplificador de electrocardiógrafo, en donde el nivel de la señal de entrada es tan solo del orden del milivolt pico a pico, mientras que por selección de la resistencia por medio de la caja de resistores por pasos puede obtenerse a la salida tensiones del orden del volt con un alto rechazo del ruido.

Al igual que los amplificadores operacionales están diseñados para trabajar fundamentalmente en un bloque de ganancia a lazo cerrado y la diferencia con aquellos es que los necesarios circuitos de realimentación están incorporados dentro del mismo chip amplificador, requiriéndose únicamente ajustar una resistencia exterior que controla el valor de la ganancia (R_G) sin afectar otras características del dispositivo.

VIII.4.4.- Amplificador de Ganancia Controlada:

En este caso el circuito amplificador operacional se ajusta el circuito indicado en la figura VIII.27. y en el cual debe tenerse presente que el factor "q" puede variar entre 0 y 1 . Por ese motivo estudiaremos el

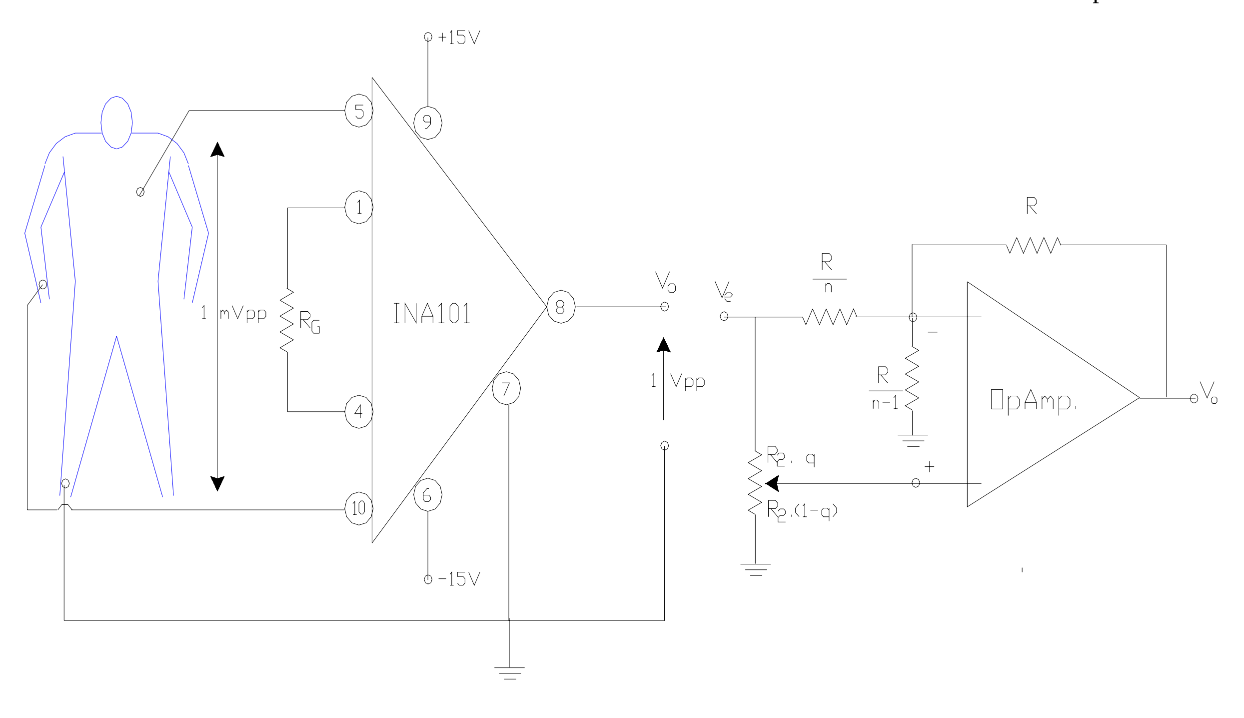


Figura VIII.26. Figura VIII.27.

comportamiento del circuito frente al caso de los dos valores extremos de "q":

a) En primer lugar analizaremos el caso en que **q = 1** , de modo tal que la configuración resultante en este caso se indica en la figura VIII.28. Se trata de una configuración inversora en donde el terminal inversor se comporta como una tierra virtual por lo que todo pasa como si el resistor conectado entre dicho terminal y masa, es decir [R / (n-1)], no estuviera presente en el circuito. La transferencia en este caso resulta:

$$\frac{V_o}{V_e} = \frac{R}{(R / n)} \qquad \text{o sea:} \qquad V_o = - n \ . \ V_e$$

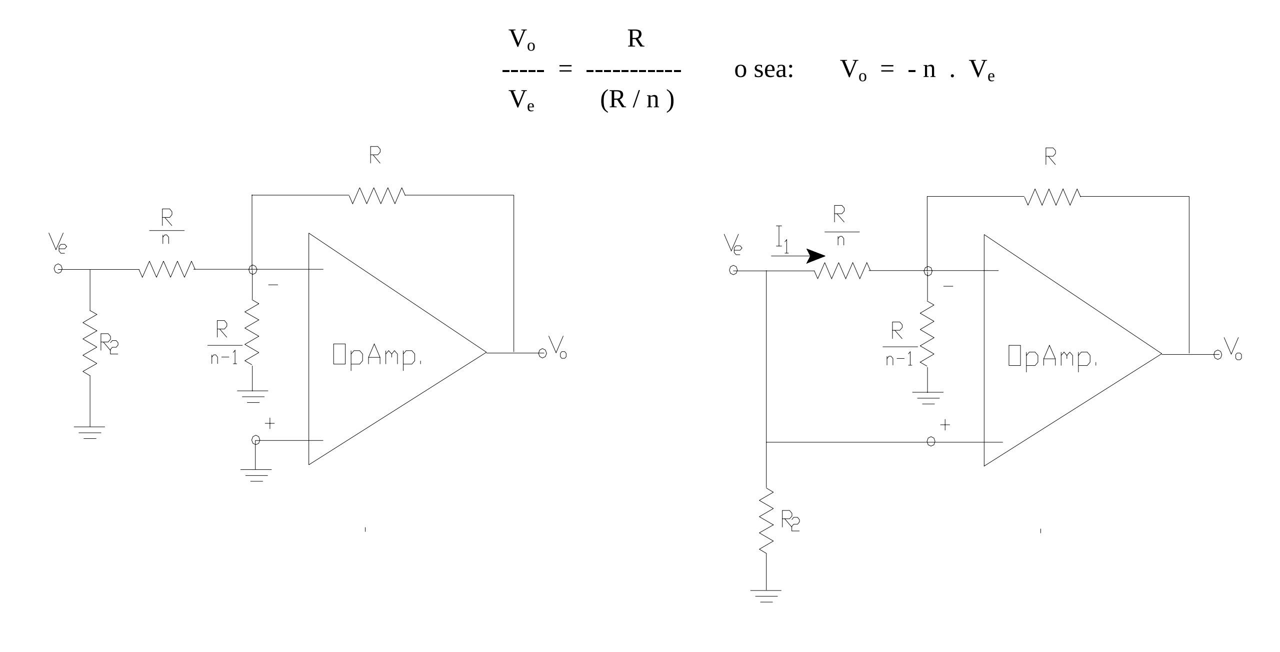


Figura VIII.28. Figura VIII.29.

b) La figura VIII.29. representa el circuito correspondiente a la condición **q = 0** y dado que en el mismo $V_i = 0$, resulta que $V_1 = V_2$, por lo que $I_1 = 0$ y la diferencia de potencial en el resistor (R / n) resulta nula. Así se

puede interpretar a dicho resistor como un circuito abierto. Se trata ahora de una configuración no inversora de modo que:

$$\frac{V_o}{V_e} = 1 + \frac{R}{[R / (n - 1)]} \qquad \text{o sea:} \qquad V_o = n \cdot V_e$$

Pudiéndose extrapolar diciendo que para posiciones intermedias de q, entre cero y uno la ganancia de tensión variará entre ambos límites es decir entre n y -n.

Otra variante que a diferencia del circuito anterior, contribuye a minimizar los errores estáticos, se representa en la figura VIII.30. En dicho circuito se cumple que:

$$R_2 < R' \qquad \text{con lo cual} \qquad I >> I_2 \qquad y \qquad V'_o = \frac{V_o \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

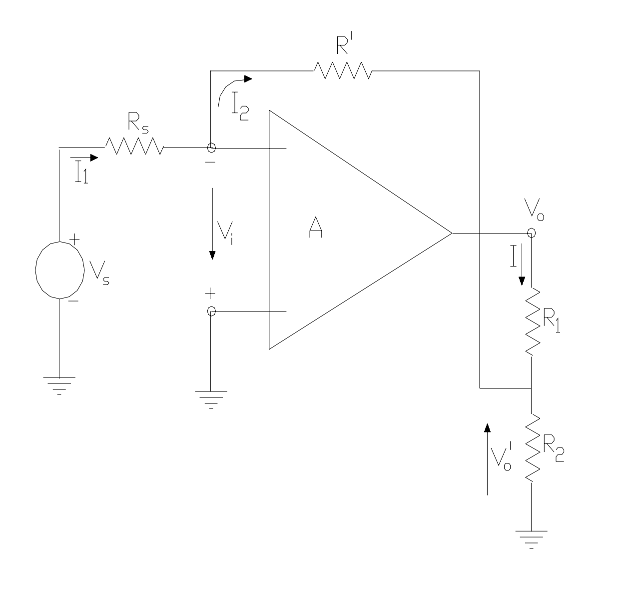


Figura VIII.30.

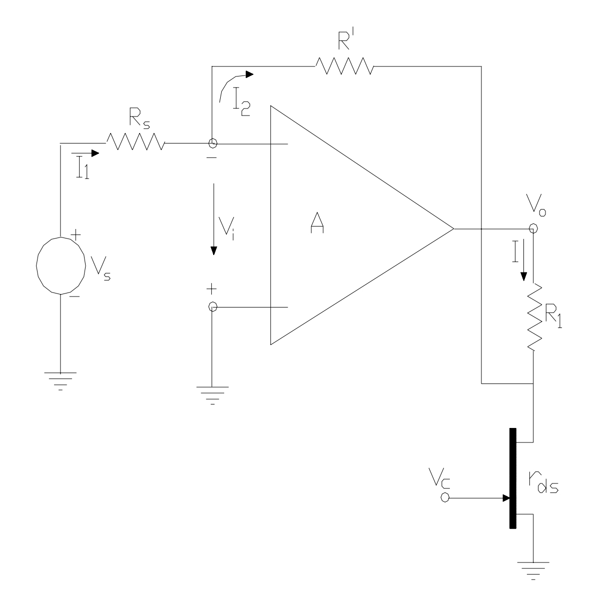


Figura VIII.31.

Por otra parte

$$I_1 = \frac{V_s - V_i}{R_s} = \frac{V_s}{R_s} \qquad \text{así como:} \qquad I_2 = \frac{- V'_o}{R'} \qquad \text{y dado que} \quad I_i = 0$$

la igualdad $I_1 = I_2$ nos permite plantear: V_s

$$\frac{V'_o}{R_s} = \frac{}{R'} \qquad \text{o bien:} \qquad V'_o = - V \cdot \frac{R'}{R_s}$$

con lo que reemplazando V'_o

$$\frac{V_o}{V_s} = - \frac{R'}{R_s} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Se observa entonces que variando la relación (R_1 / R_2) se puede modificar la ganancia. Una aplicación de esta topología se observa en amplificadores con control automático de ganancia, en donde R_2 se reemplaza por la resistencia de canal de un transistor efecto de campo que, como sabemos, en cierto rango puede ser controlada mediante la tensión de compuerta. La figura VIII.31. muestra un circuito típico de esta aplicación.

VIII.4.5.- Amplificador Tipo Puente:

Esta conofiguración se representa en la Figura VIII.32. y se utiliza frecuentemente cuando es preciso obtener potencias relativamente grandes a partir de fuentes de alimentación con tensiones de valor limitado (autoradios por ejemplo). En dicho circuito, si los resistores R_D y R_C satisfacen la igualdad de resistencias, es decir $R_D = R_C$ la tensión de salida resultará:

$$V_o = -2 \cdot V_s \cdot \frac{R_B}{R_A}$$

VIII.4.6.- Circuito Operacional Limitador:

En este caso el circuito se representa en la Figura VIII.33. La tensión de salida del mismo debe ser el fiel reflejo de la de entrada hasta que ésta exceda un límite predeterminado, fijado por la tensión de referencia o de codo de los diodos Zener conectados en la rama paralelo a R_2 . Antes de alcanzar dicho valor de limitación, la tensión de salida resulta:

$$V_o = -V_s \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

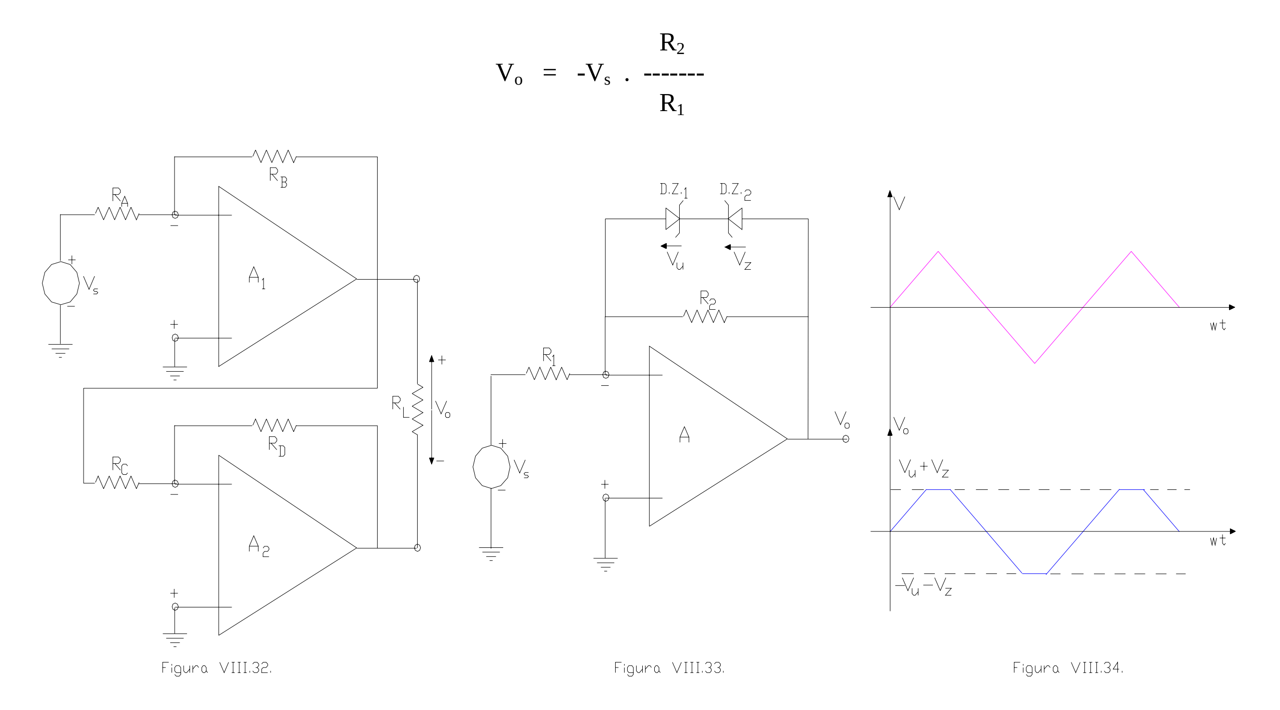


Figura VIII.32. Figura VIII.33. Figura VIII.34.

Cuando se alcanza el referido nivel de limitación se cumple que:

$$V_Z + V_u = V_L \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

por lo tanto la tensión de excitación a partir de la cual el circuito comienza a limitar es:

$$V_L = (V_Z + V_u) \cdot \frac{-R_1}{R_2}$$

La Figura VIII.34. representa este efecto de limitación para el caso de una excitación del tipo triangular y de amplitud suficiente.

VIII.4.7.- Circuito Operacional Separador de Polaridad:

En el procesamiento de señales de televisión es muy común la necesidad de rescatar una señal de sincronismo que se encuentra superpuesta por otro conjunto de señales útiles de T.V. y en donde la diferencia se establece por la difererente polaridad que presentan ambos tipos de señales. Para tal fin puede utilizarse un circuito en base a un amplificador operacional tal como el indicado en la Figura VIII.35.

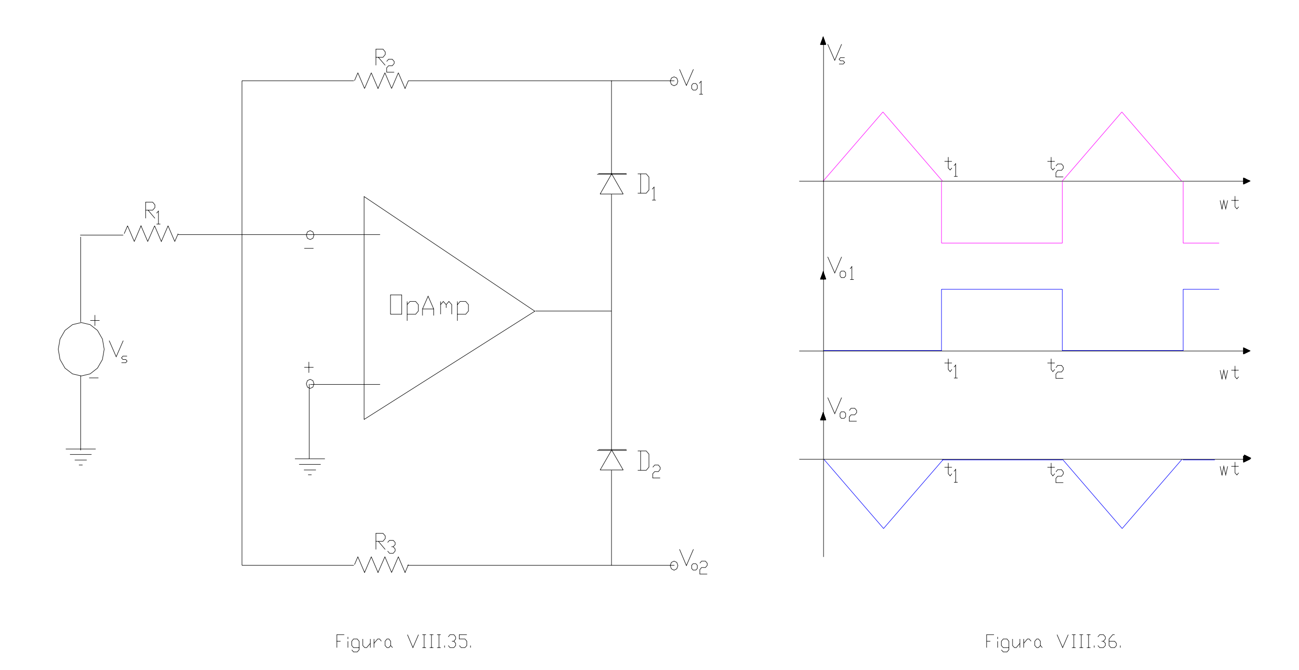


Figura VIII.35. Figura VIII.36.

En dicho circuito, para una excitación V_s positiva el diodo D_1 permanece abierto y la tensión de salida V_{o1} resulta nula, mientras que bajo la misma condición y ya que el diodo D_2 queda polarizado directamente, V_{o2} viene expresada por:

$$V_{o2} = V_s \cdot \frac{-R_3}{R_1}$$

En cambio mientras que la tensión de excitación V_s sea negativa, las condiciones de polaridación de los diodos se invierten y así D_2 queda abierto mientras que D_1 queda en cortocircuito, por lo que para esa condición, la tensión de salida V_{o2} es ahora nula mientras que por el otro terminal de salida:

$$V_{o1} = V_s \cdot \frac{-R_2}{R_1}$$

La Figura VIII.36. presenta gráficamente los resultados precedentemente obtenidos para el caso en que la excitación presente formas de señal diferentes según la polaridad que se considere en la misma.

VIII.4.8.- Circuito Operacional Comparador:

Se trata de una de las aplicaciones más simples cuyo objetivo es provocar un cambio abrupto de la señal en el circuito de salida cuando la señal de entrada alcanza un cierto valor predeterminado. Un ejemplo de este tipo de circuitos, que se presenta solo con fines descriptivos y en el cual se han agregado los elementos de ensayo en las entradas del OpAmp. Puede observarse en la Figura VIII.37. Allí la finalidad del Diodo Emisor de Luz (LED) tiene por objeto la visualización de que en el proceso de comparación se ha alcanzado la igualdad en las tensiones de las dos entradas.

Efectivamente, en dicho circuito si $V_1 = V_2$ a la salida del OpAmp. La tensión $V_o = 0$, el transistor se encuentra en operación al corte y el diodo LED apagado. Un pequeño desequilibrio en la entrada, en el sentido de que la tensión bajo análisis, es decir V_1 resulte inferior a V_2 ($V_1 < V_2$), arroja como resultado un $V_o < 0$ que

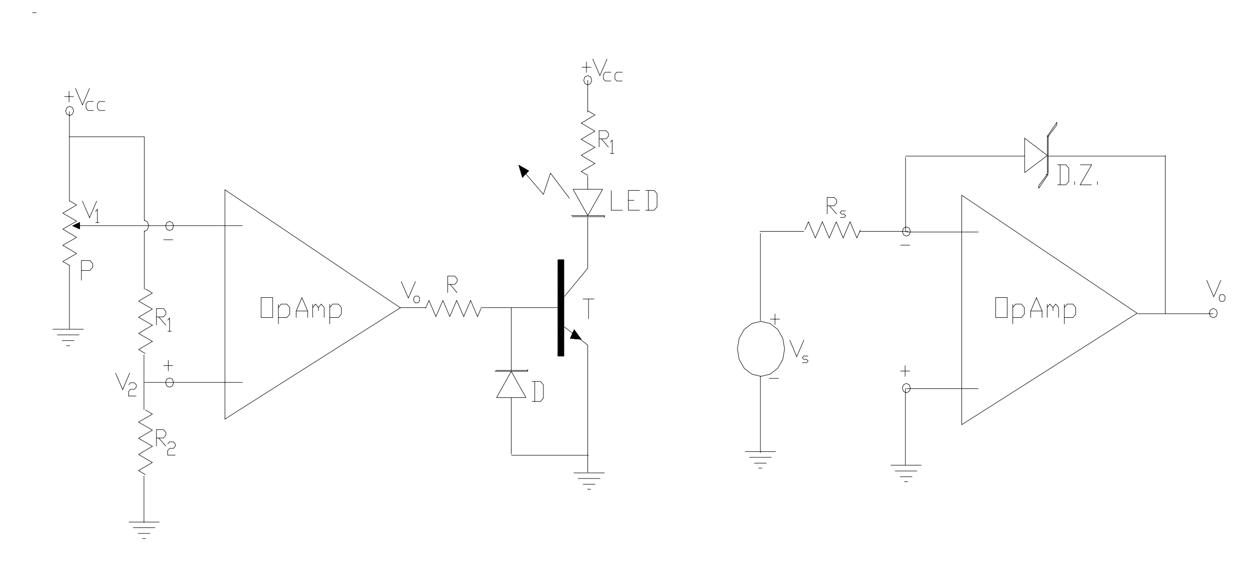


Figura VIII.37. Figura VIII.38.

polariza inversamente a la unión B-E del transistor NPN que de esta forma continúa cortado, con su tensión V_{BE} inversa limitada por el diodo de protección D.

En cambio , cuando $V_1 > V_2$ se hace $V_o > 0$, el transistor conduce y el diodo LED se enciende. La corriente en el diodo queda limitada por un lado mediante el resistor R que establece un limite para la corriente de base y los valores de Vcc y R_1 que limitarían la corriente en el diodo cuando el transistor se satura.

Si en cambio la necesidad fuera la de identificar los cruces por cero de la señal de excitación, o bien la comparación contra el nivel cero, el circuito apropiado se indica en la Figura VIII.38. mientras que en la Figura VIII.39.a) se ha representado el comportamiento del circuito, es decir su respuesta en términos de tensión de salida para una excitación determinada, tomada como ejemplo. Se puede constatar que cada vez que la excitación toma el valor cero se produce un cambio de estado en la tensión de salida, entre el valor de la tensión de codo del diodo Zener (V_R) y cero.

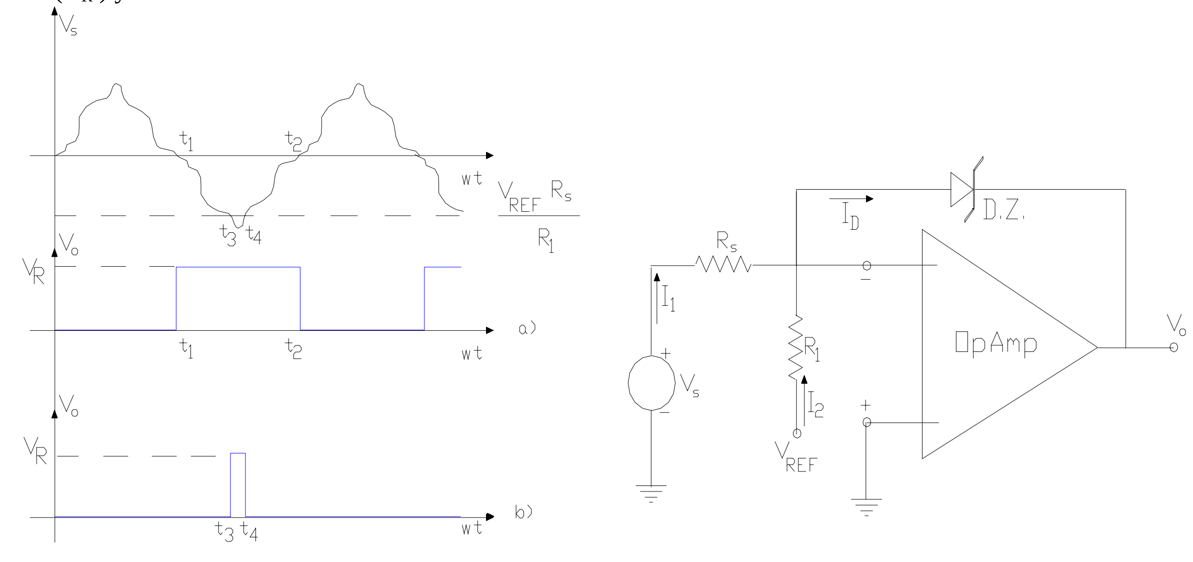


Figura VIII.39. Figura VIII.40.

Para comparar contra un valor diferente a cero, se debe realizar una ligera modificación circuital, resultando la configuración indicada en la Figura VIII.40. en la que puede observarse el agregado del circuito V_{REF} - R_1 que impone una pre-polarización directa en el diodo Zener, de modo que ahora la respuesta en términos de la tensión de salida puede observarse en la Figura VIII.39.b).

En ambos circuitos mientras el diodo Zener conduce polarizado en forma directa se considera que el mismo presenta una resistencia nula en el lazo de realimentación, de modo que para este intervalo la tensión de salida resulta:

$$V_o = V_s \cdot \frac{-R = 0}{R_s} = 0$$

En el circuito de la Figura VIII.40.:

$$I_1 = \frac{V_s}{R_s} \quad \text{e} \quad I_2 = \frac{V_{REF}}{R_1} \quad \text{y como} \quad I_D = I_1 + I_2 = \frac{V_s}{R_s} + \frac{V_{REF}}{R_1}$$

cuando el diodo Zener queda polarizado en forma inversa y previo a que se registre su operación en la región de ruptura, la corriente $I_D = 0$ y se produce un cambio abrupto en la tensión de salida. El nivel de la tensión de excitación a la que dicho cambio tiene lugar puede obtenerse operando con la ecuación de I_D, así:

$$I_D = \frac{V_s}{R_s} + \frac{V_{REF}}{R_1} = 0 \quad \text{por lo tanto} \quad V_s = -\frac{R_s}{R_1} \cdot V_{REF}$$

Durante dicho intervalo el diodo Zener presenta una alta resistencia (R infinito en el lazo de realimentación) y la tensión de salida aumenta rapidamente hasta alcanzar el nivel de la tensión de ruptura o de zener del diodo, manteniendo dicho valor hasta que nuevamente el referido diodo quede polarizado en forma directa.

VIII.5.- ERRORES ESTATICOS EN LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES:

En el presente trabajo se analizó ya el comportamiento dinámico de las dos configuraciones básicas de los OpAmp. que corresponden a las aplicaciones en la electrónica lineal y en bajas frecuencias. Se definió al OpAmp. Ideal y en base a él se obtuvieron importantes conclusiones respecto del comportamiento de los terminales de entrada de ambas configuraciones: equipotencialidad en el Amplificador Operacional No Inversor y Tierra Virtual en el terminal inversor del Amplificador Opereracional Inversor. Paralelamente se evaluaron las transferencias teóricas o ideales (A_{VfT}) tanto para una como para la otra configuración para luego definir los errores que se cometían al considerar a dichas transferencias en los circuitos reales, definiéndose a aquellos como Errores Dinámicos (debido a A_{OL} distinto de infinito, R_{id} distinto de infinito y R_o distinto de cero).

Ahora vamos a reexaminar algunas de las características estáticas de funcionamiento de los OpAmp. pero en este caso no con el objetivo de cuantificar condiciones de reposo en sus elementos constitutivos, como lo hiciéramos con anterioridad, sino con la finalidad de considerar ciertos apartamientos que se registran en el funcionamiento estático de un OpAmp. real con respecto al caso ideal, que dan lugar a la existencia de lo que en los párrafos precedentes hemos llamado Tensiones y Corrientes Residuales (Offsets), cuya influencia estudiaremos bajo el título Errores Estáticos.

La interpretación de lo dicho precedentemente puede realizarse con ayuda de la experiencia que se representa en la Figura VIII.41. en la cual a un OpAmp. real convenientemente alimentado y sin otro circuito exterior se le colocan en corto circuito el par de terminales de entrada, refiriéndolos al potencial de masa. Ante dicha situación y de acuerdo con los estudios realizados hasta el presente, la tensión de salida esperable debe ser nula, es decir $V_o = 0$.

Sin embargo en la realidad se puede constatar que a la salida de cualquier OpAmp. en esas condiciones aparece un cierto valor de tensión de salida, que por tal motivo es denominada Tensión Residual de Salida V_{Ro} lo

cual significa que desde el punto de vista estático (no hay señal aplicada) el comportamiento del OpAmp. se aparta del comportamiento ideal. A esta Tensión Residual de Salida (V_{Ro}) también se la reconoce como V_{OFFSET} o literalmente, en idioma inglés como OFFSET VOLTAGE OUTPUT.

VIII.5.1.- Orígenes de los Parámetros Residuales:

Resulta bastante razonable pensar que el origen de tal tensión residual de salida se deba al conjunto de asimetrías que se registren en las ramas de la etapa diferencial de entrada de todo OpAmp. y sin señal aplicada, las cuales, a pesar de ser integradas en la misma pastilla semiconductora, presentan desbalances asociados con la dispersión en la tecnología del componente semiconductor. Dado que su origen se deba al comportamiento sin señal, a estas componentes residuales se las asocia con un apartamiento del funcionamiento estático del amplificador, motivo por el cuan se las estudia como ERRORES ESTATICOS del OpAmp..

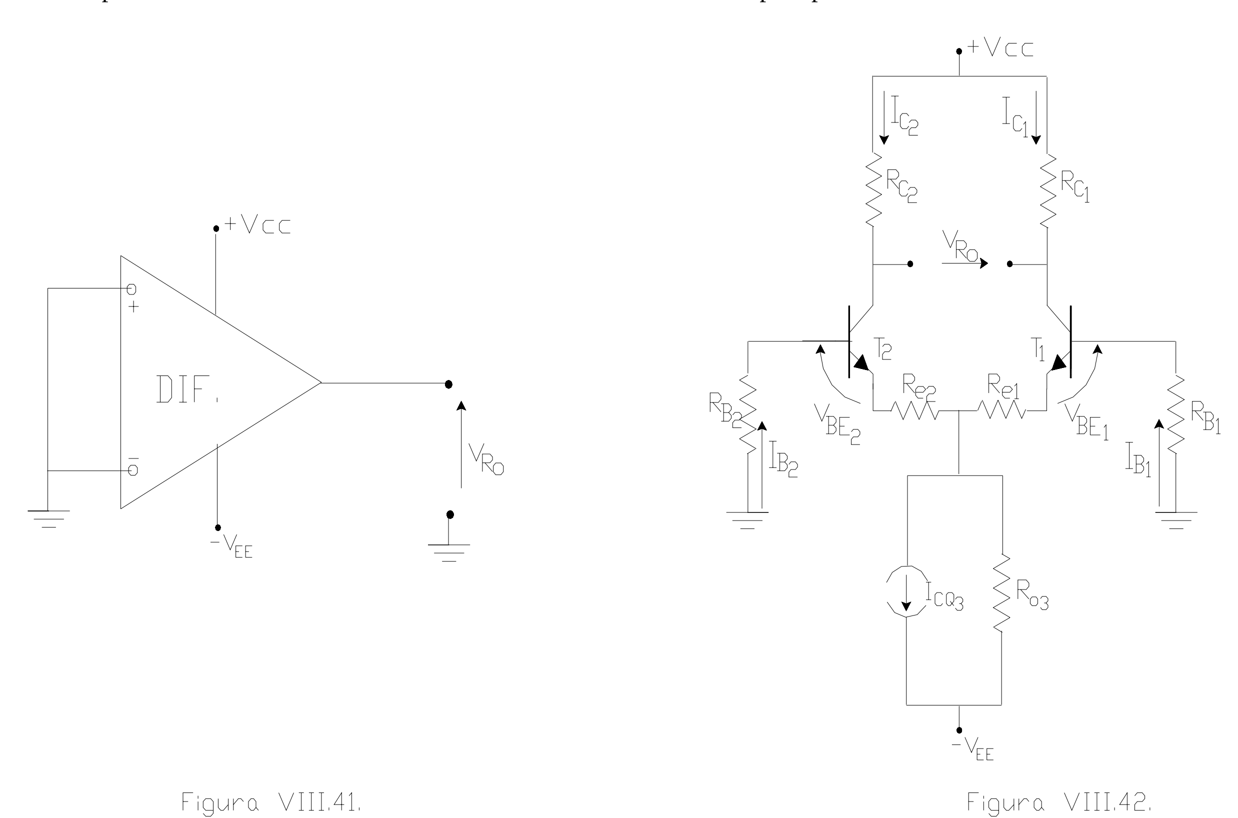


Figura VIII.41. Figura VIII.42.

En su momento cuando se estudiaba a la etapa diferencial, en primer lugar se admitió una exacta simetría de ramas y hasta pudo considerarse que una asimetría en un circuito amplificador diferencial con componentes discretos podía ser atenuada o anulada mediante el ajuste de preset colocado en la unión de los emisores de ambas ramas del diferencial.

Por otra parte, ahora, de acuerdo con lo visto en las aplicaciones de los OpAmp., tanto el Inversor como el No Inversor poseen conectadas en las entradas del amplificador diferencial, resistencias tales que sus equivalentes entre cada terminal de entrada y masa pueden ser diferentes, por lo que ello constituye una nueva fuente de asimetría.

Para tener en cuenta los efectos de tales asimetrías consideremos el circuito genérico que se presenta en la figura VIII.42. considerando como tensión residual de salida a la diferencia:

$$V_{Ro} = I_{C1} \cdot R_{C1} - I_{C2} \cdot R_{C2} \qquad \text{(VIII.16.)}$$

Recorriendo las dos mallas de entrada simultáneamente puede expresarse:

$$I_{B1} \cdot R_{B1} + V_{BE1} + I_{C1} \cdot R_{e1} - I_{B2} \cdot R_{B2} - V_{BE2} - I_{C2} \cdot R_{e2} = 0$$

en donde R_{e1} y R_{e2} representarían la aplicación al menos parcial (resistores fijos integrados) del mecanismo de control de balance, habiéndose ya estudiado la influencia de las mismas sobre la resistencia de entrada y sobre la transconductancia diferencial de la etapa. Introduciéndose la ganancia h_{FE} , la misma ecuación puede escribirse como:

$$I_{C1} \cdot \left(R_{e1} + \frac{R_{B1}}{h_{FE1}} \right) = (V_{BE2} - V_{BE1}) + I_{C2} \cdot \left(R_{e2} + \frac{R_{B2}}{h_{FE2}} \right)$$

a partir de la cual puede obtenerse:

$$I_{C1} = \frac{h_{FE1} \cdot (V_{BE2} - V_{BE1})}{R_{B1} + h_{FE1} \cdot R_{e1}} + I_{C2} \cdot \frac{h_{FE1}}{h_{FE2}} \cdot \frac{R_{B2} + h_{FE2} \cdot R_{e2}}{R_{B1} + h_{FE1} \cdot R_{e1}} \qquad \text{(VIII.17.)}$$

correspondiendo aclarar que por tratarse de Silicio y de componentes integrados, todos con igual temperatura, no se ha tomado en consideración a las corrientes I_{CBo}.

VIII.5.1.1.- Tensión Residual de Entrada (Input Offset Voltage):

En la expresión (VIII.17.) se puede observar que si ambas ramas son perfectamente simétricas ($V_{BE1} = V_{BE2}$; $h_{FE1} = h_{FE2}$; $R_{B1} = R_{B2}$ y $R_{e1} = R_{e2}$) se obtendrá $I_{C1} = I_{C2}$. En cambio, si solo consideramos que hay una diferencia entre las tensiones base-emisor de umbral de los transistores, de tal manera que llamamos

$$V_R = V_{BE2} - V_{BE1} \qquad \text{(VIII.18.)}$$

la diferencia entre las corrientes de cada rama será:

$$I_{C1} - I_{C2} = \frac{h_{FE} \cdot (V_{BE2} - V_{BE1})}{R_B + h_{FE} \cdot R_e} = \frac{h_{FE} \cdot V_R}{R_B + h_{FE} \cdot R_e}$$

notándose que aún siendo fija, la presencia de R_e hace disminuir la diferencia.

Si ahora además consideramos simétricas a las resistencias del circuito de colector ($R_{C1} = R_{C2}$), la tensión residual de salida resultará:

$$\mathbf{V_{Ro}} = R_C \cdot (I_{C1} - I_{C2}) = \frac{h_{FE} \cdot \mathbf{V_R}}{R_B + h_{FE} \cdot R_e} \cdot R_C \qquad \text{(VIII.19.)}$$

V_R definido según la expresión (VIII.18.) en este caso representa el origen de esta tensión Residual de salida y por producirse en los terminales de entrada del OpAmp. es usual describirla como la TENSIÓN RESIDUAL DE ENTRADA (Input Offset Voltage), tratándose de un parámetro residual que normalmente es especificado por los fabricantes de los OpAmp. adquiriendo valores típicos ubicados en el orden del milivolt hasta decenas de milivolt.

Si bien todos los parámetros subindizados de la ecuación (VIII.17.) que resulten asimétricos estarían contribuyendo al valor final de la tensión residual de salida, toda vez que los componentes R_{B1} y R_{B2} son variables en función de la aplicación particular del usuario, los fabricantes prevén su influencia en la tensión residual total de salida especificándolos por separado, constituyendo la asimetría en las diferencias de potencial generadas en sus extremos una segunda fuente u origen de la tensión residual total de salida.. Efectivamente, si se tuviera:

$$R_{B1} \cdot I_{B1} = R_{B2} \cdot I_{B2}$$

no se registraría tal asimetría y no habría contribución en la tensión residual de salida por parte de estos componentes. Pero en la práctica se estima siempre una desigualdad entre ambos términos, desigualdad que puede producirse por dos causas, a saber:

VIII.5.1.2.- Corriente de Polarización (Current Bias):

Si R_{B1} y R_{B2} son diferentes ya que así lo ha establecido el usuario del OpAmp., corrientes de base de los transistores diferenciales idénticas producirán sobre éstas una tensión residual diferencial a la entrada que originará una nueva contribución a la tensión residual de salida. Para esta eventualidad el fabricante proporciona el dato de la mayor corriente de base de polarización de las ramas diferenciales constituyéndose en la especificación de la Corriente de Polarización I_B (Current Bias) que por convención se define como:

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \qquad \text{(VIII.20.)}$$

es decir que se interpreta como el promedio entre las corrientes de base de la primera etapa diferencial del amplificador operacional y su presencia produce en la entrada del mismo una tensión residual diferencial $I_B \cdot (R_{B1} - R_{B2})$. Los valores típicos que se pueden recoger en los manuales de diferentes OpAmp. Oscilas en las centenas de nA.

VIII.5.1.3.- Corriente Residual de Entrada (Input Offset Current):

Cuando el usuario decide trabajar al OpAmp. Con ambas entradas balanceadas, es decir con $R_B = R_{B1} = R_{B2}$ la única asimetría en los valores de las diferencias de potencial sobre ellas la produce una diferencia entre los valores de las corrientes de base de polarización de la etapa diferencial de entrada del OpAmp., diferencia ésta que recibe el nombre de Corriente Residual de Entrada (Input Offset Current) y esta dada por $I_R = I_{B2} - I_{B1}$ que también es especificada por los fabricantes de los OpAmp. tomando valores típicos del mismo orden que la corriente de polarización, aunque para un mismo OpAmp. resulta inferior a ésta.

VIII.5.2.- Efectos de la Realimentación negativa sobre la magnitud de los Parámetros Residuales:

En la Figura VIII.42. se ha considerado que en la etapa de entrada del OpAmp. tiene lugar el efecto de la realimentación negativa tipo corriente serie representado, para una mayor simplicidad, por la presencia de los resistores de emisor R_{e1} y R_{e2} y que tal como se viera en el Capítulo V en el caso del 741 se introduce mediante componentes activos (transistores T_3 y T_4). A continuación y a través de un ejemplo numérico evaluaremos la tensión residual de salida debido a un desbalance entre las tensiones de umbral de las junturas base-emisor de ambas ramas sin y con la presencia de dicha realimentación.

Para tal fin consideraremos, a título de ejemplo que los datos de la primera etapa diferencial del OpAmp. son:

$h_{FE1} = h_{FE2} = 240$; $R_{B1} = R_{B2} = 100$ Ohm ; $R_{C1} = R_{C2} = 1$ KOhm ; y se registra un $V_R = V_{BE2} - V_{BE1} = 1$ mV.

a) Si consideramos que $R_{e1} = R_{e2} = 0$ aplicando la ecuación (VIII.19.) La tensión residual total de salida resulta:

$$\mathbf{V_{Ro}} = R_C \cdot (I_{C1} - I_{C2}) = \frac{h_{FE} \cdot \mathbf{V_R}}{R_B + h_{FE} \cdot R_e} \cdot R_C = \frac{240 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{100 + 0} \cdot 1000 = 2{,}4 \text{ V}$$

b) En cambio si consideramos que $R_{e1} = R_{e2} = R_e = 50$ Ohm en la misma ecuación se tendrá:

$$\mathbf{V_{Ro}} = R_C \cdot (I_{C1} - I_{C2}) = \frac{h_{FE} \cdot \mathbf{V_R}}{R_B + h_{FE} \cdot R_e} \cdot R_C = \frac{240 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{100 + 240 \cdot 50} \cdot 1000 = 0{,}020 \text{ V}$$

notándose que al incluir la realimentación negativa se desensibiliza la etapa respecto a la influencia de las variaciones de las V_{BEu} pudiéndose demostrar lo propio si se consideran los demás factores de desequilibrio de las ramas.

El desbalance considerado como Tensión Residual de Entrada puede ser interpretada como una tensión de dicha magnitud pero de polaridad opuesta que debe ser aplicada a la entrada del OpAmp. a fin de anular la Tensión Residual de Salida precedentemente calculada.

VIII.5.3.- Influencia de la Tensión Residual de Entrada en el comportamiento a lazo cerrado:

Para las configuraciones Amplificador Operacional Inversor y Amplificador Operacional No Inversor puede considerarse la influencia de la tensión Residual de Entrada interpretándola como un generador de error aplicado a la entrada de un OpAmp. Ideal incluido en un lazo de realimentación, tal como se indica en la Figura VIII.43, circuito en el cual se considera nula a la señal de excitación exterior.

Se comprueba que siendo nula la señal de excitación exterior el mismo circuito de la Figura VIII.43. es representativo de ambas configuraciones amplificadoras con operacional, es decir la Inversora y la No Inversora. El amplificador operacional de dicho circuito es ideal desde todo punto de vista ya que en este apartado se estudia la influencia a lazo cerrado de la Tensión Residual de Entrada (V_R) solamente por lo que toda otra fuente de apartamiento se considera nula y atento a que el generador de tensión V_R conectado fuera del OpAmp. esta representado tal apartamiento del amplificador operacional real respecto del ideal.

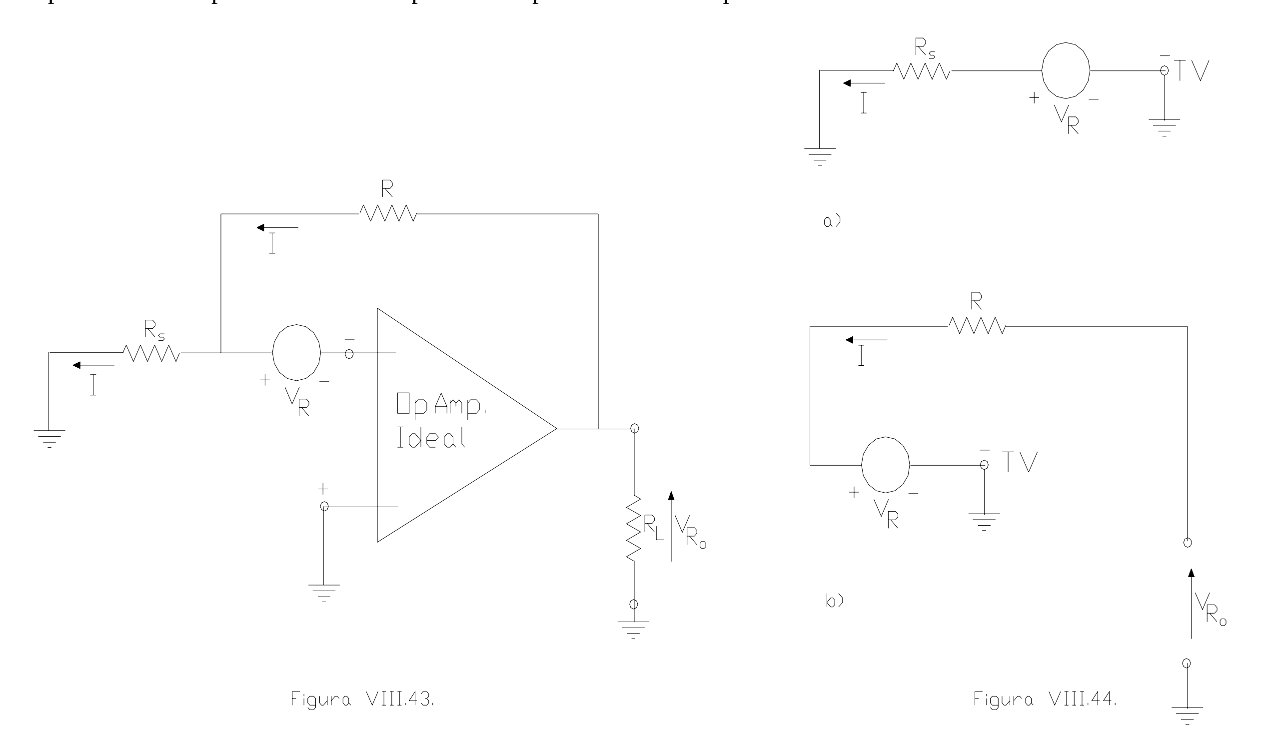


Figura VIII.43. Figura VIII.44.

Debemos recordar que en ambas configuraciones amplificadoras con operacional (la Inversora y la No Inversora) ambos terminales de entrada se comportan equipotencialmente y en la Inversora además este igual potencial es nulo por lo cual decimos que en dicho amplificador el terminal Inversor se comporta como una "Tierra Virtual". En el circuito bajo análisis ahora, dado que no hay señal aplicada, independientemente del tipo de amplificador de que se trate, el terminal inversor se comporta como una Tierra Virtual. Además, dado que R_{id} es infinito, $I_i = 0$ y por ello la corriente por Rs y por R es la misma (I). Luego, con ayuda de los circuitos equivalentes de las Figuras VIII.44.a) y b) se deduce lo siguiente:

De VIII.44.a) $$I = \frac{V_R}{R_s} \qquad (VIII.21.)$$ y de VIII.44.b) $$I = \frac{V_{Ro} - V_R}{R} \qquad (VIII.22.)$$

con lo que igualando las expresiones (VIII.21.) y (VIII.22.) se tiene:

$$\frac{V_R}{\quad} = \frac{V_{Ro} - V_R}{\quad} \quad ó \quad V_R \cdot \frac{R_s + R}{\quad} = V_{Ro} \cdot \frac{1}{\quad} \quad y \quad V_{Ro} = \frac{V_R}{\quad} \qquad (VIII.23.)$$

R_s R R_s . R R β

en donde al término β se le ha dado la interpretación que describe la expresión (VIII.1.) para el caso de la configuración operacional no inversora y su equivalencia descripta en la demostración de la expresión (VIII.8.) para el amplificador operacional inversor.

Queda demostrado entonces que tanto para el Amplificador Operacional Inversor como para el Amplificador Operacional No Inversor, la Tensión Residual de Entrada se refleja sobre la salida amplificada por la transferencia (1/β) que por dicho motivo es con frecuencia llamada Ganancia del Ruido (denominación en la que se interpreta a la tensión residual de entrada como un ruido presente a la entrada del amplificador operacional).

VIII.5.4.- Influencia de la Corriente de Polarización (I_B):

Tal como se estudió precedentemente en la primera etapa diferencial de cualquier OpAmp. se tendrán corrientes en las bases, tales que por las asimetrías propias de los semiconductores integrados, en general serán diferentes, es decir I_{B1} e I_{B2} y tanto mayores cuanto mayor corriente imponga la fuente de corriente de polarización y cuanto menor sea la ganancia del par de transistores de dicha etapa de entrada. Asimismo se definió a la Corriente de Polarización del OpAmp. como al promedio entre dichas dos corrientes de base de la etapa diferencial de entrada.

Ahora y nuevamente para analizar la influencia de este apartamiento del OpAmp. real respecto del ideal, en el comportamiento a lazo cerrado tanto para las configuraciones Inversora como para la No Inversora, nuevamente procederemos a idealizar a dicho OpAmp. desde todo punto de vista, salvo por la presencia de las corrientes de polarización a las que consideraremos a través de sendos generadores de corriente de Error que conectaremos en ambas entradas del OpAmp. procediendo a considerar a éste como un elemento Ideal.

Dicho circuito equivalente de análisis incluido en la red de realimentación correspondiente y con la anulación de la señal de excitación exterior se representa en la Figura VIII.45. En dicho circuito la tensión V'_{Ro} es la nueva tensión de error a la salida del amplificador a lazo cerrado y generada únicamente por la presencia de los generadores de corriente de polarización de ambas entradas y cuya relación se pretende encontrar.

Para tal fin y admitiendo la existencia de estas corrientes de polarización, en el nodo de mezcla de entrada se podrán definir sendas corrientes I_4 en R e I_3 en R_s , de modo que:

$$I_4 = I_3 + I_{B1}$$

La corriente en R_s , es decir I_3 desarrollará en dicha resistencia una diferencia de potencial de valor $V_1 = I_3 \, . \, R_s$ que se encuentra aplicada a la entrada del operacional, de modo que $V'_{Ro} = A \, . \, V_1$ con lo que puede interpretarse que dicha diferencia de potencial es:

$$V_1 = \frac{V'_{Ro}}{A}$$

pero si se considera que A tiende a infinito, para un V'_{Ro} no nulo resulta una diferencia de potencial $V_1 = 0$ por lo que también $I_3 = 0$. En consecuencia se tendrá:

$$I_4 = I_{B1} = \frac{V'_{Ro} - V_1}{R} = \frac{V'_{Ro}}{R} \quad \text{y finalmente} \quad V'_{Ro} = I_B \, . \, R \qquad \text{(VIII.24.)}$$

Se deduce entonces que existe una segunda componente de la tensión residual a la salida de un OpAmp. operando a lazo cerrado (ahora llamada V'_{Ro}) que se debe a la circulación de la Corriente de Polarización I_B a través de R.

Esta tensión V'_{Ro} puede ser reflejada a la entrada del lazo cerrado, dando como resultado una tensión residual equivalente de entrada que llamaremos V'_R y que se puede obtener haciendo:

V'_{Ro}

$$V'_R = \frac{\text{--------}}{A_{Vf}}$$

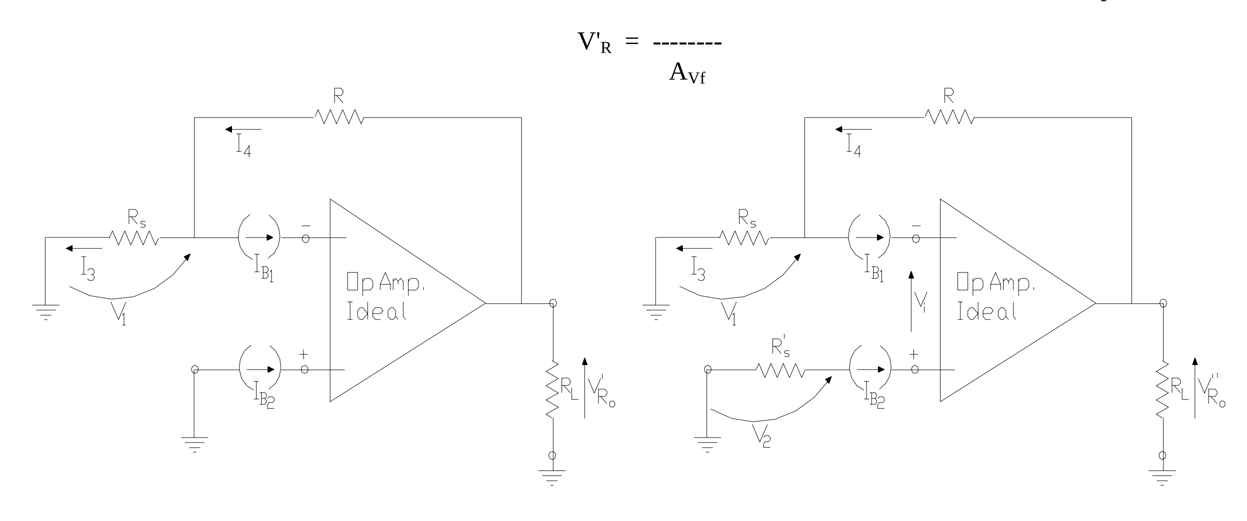


Figura VIII.45.

Figura VIII.46.

tal que para el caso del Op.Amp. inversor, al ser $A_{Vf} = \dfrac{-R}{R_s}$ y por lo tanto $V'_R = I_B \, . \, R_s$ (VIII.25.)

mientras que para el Op.Amp. no inversor, atento a que su $A_{Vf} = 1 + \dfrac{R}{R_s}$, la ecuación (VIII.25.)

también representa la tensión residual equivalente a la entrada del lazo cerrado debida a la corriente de polarización siempre que en su aplicación se trabaje con $R >> R_s$ quedando invalidada para el caso del amplificador seguidor operacional.

VIII.5.5.- Compensación para reducir influencia de la I_B - Influencia de la corriente residual de entrada I_R:

Este método de compensación consiste en el agregado, en el restante terminal de entrada del OpAmp. de una resistencia que llamaremos R'_s (en el terminal NO INV.) tal como se observa en el circuito de la Figura VIII.46.

Además de las corrientes y tensiones que se señalaron en el circuito anterior (Figura VIII.45.) ahora la diferencia de potencial V_2 es producida por la corriente I_{B2} sobre la R'_s , o sea:

$$V_2 = - I_{B2} \, . \, R'_s$$

en consecuencia, a la entrada del OpAmp. se tendrá:

$$V_i = V_1 - V_2 \qquad \text{e igual que antes:} \qquad V_i = \frac{V''_{Ro}}{A}$$

y si volvemos a considerar que para un A tendiendo a infinito, aún con V''_{Ro} no nulo debe corresponder un $V_i = 0$ y $V_1 = V_2$ con lo que:

$$I_3 \, . \, R_s = - I_{B2} \, . \, R'_s \qquad \text{por lo que} \qquad I_3 = - \frac{R'_s}{R_s} \, . \, I_{B2} \qquad \text{(VIII.26.)}$$

Por otra parte:

$$I_4 = \frac{V''_{Ro} - V_1}{R} = \frac{V''_{Ro}}{R} - \frac{V_1}{R} = \frac{V''_{Ro}}{R} - I_3 \, . \, \frac{R_s}{R} \qquad \text{en consecuencia:}$$

V''_{Ro} R_s V''_{Ro} R_s

$$I_{B1} = I_4 - I_3 \quad \text{o sea} \quad I_{B1} = \frac{}{R} - I_3 \cdot \frac{}{R} - I_3 = \frac{}{R} - I_3 \cdot \left(1 + \frac{}{R}\right)$$

luego reemplazando I_3 por la ecuación (VIII.26.):

$$I_{B1} = \frac{V''_{Ro}}{R} + I_{B2} \cdot \frac{R'_s}{R_s}\left(1 + \frac{R_s}{R}\right) = \frac{V''_{Ro}}{R} + I_{B2} \cdot R'_s \cdot \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R}\right)$$

Si la resistencia del resistor agregado en la entrada NO INV se hace igual a la resistencia total equivalente conectada en la otra entrada (la INV), es decir:

$$\left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R}\right) = \frac{1}{R'_s} \qquad \text{la anterior ecuación se reduce a} \qquad I_{B1} = \frac{V''_{Ro}}{R} + I_{B2}$$

por lo que despejando se obtiene:

$$V''_{Ro} = (I_{B1} - I_{B2}) \cdot R \quad \text{o sea} \quad V''_{Ro} = I_R \cdot R \qquad \text{(VIII.27.)}$$

o bien, referida a la entrada del lazo cerrado: $V''_R = I_R \cdot R_s$ (VIII.28.)

VIII.5.6.- Tensión Residual Total de Salida:

Si nos situamos bajo las peores condiciones en que ambas componentes de tensión de error a la salida de un amplificador operacional a lazo cerrado se suman la Tensión Residual Total de Salida que puede presentarse, dependiendo de que sus entradas tengan o no las resistencias balanceadas, resulta ser:

sin R'_s :

$$V_{Rot} = V_{Ro} + V'_{Ro} = \frac{V_R}{\beta} + I_B \cdot R \qquad \text{(VIII.29.)}$$

con $R'_s = R \,//\, R_s$:

$$V_{Rot} = V_{Ro} + V''_{Ro} = \frac{V_R}{\beta} + I_R \cdot R \qquad \text{(VIII.30.)}$$

siendo ambas expresiones totalmente válidas tanto para la configuración amplificadora operacional inversora como para la no inversora y para referir dichas componentes de error residual total a la entrada del lazo cerrado bastará dividir a V_{Rot} por la transferencia de la configuración de que se trate, es decir:

$$V_{Rit} = \frac{V_{Rot}}{A_{Vf}} \qquad \text{(VIII.31.)}$$

VIII.5.7.- Equilibrio de la Tensión Residual de Salida:

Las expresiones (VIII.29.) o (VIII.30.) representan el apartamiento en el comportamiento estático de un amplificador operacional real a lazo cerrado expresado como una tensión de error presente a la salida del sistema amplificador. Dependiendo del tipo de aplicación de que se trate dicha presencia puede constituirse en un serio inconveniente, por ejemplo:

a) si se utiliza al OpAmp. a lazo cerrado como amplificador de continua, el nivel de la información a amplificar debe arrojar como consecuencia un nivel de salida mucho mayor que el valor de tal V_{Rot} como para que tal error sea tolerable;

b) la utilización del OpAmp. como comparador de dos señales aplicadas a sus entradas INVERSORA Y NO INVERSORA requieren una tensión de salida nula cuando las dos señales de entrada sean iguales ($v_1 = v_2$) en magnitud y fase por lo que habrá que verificar si V_{Rot} puede ser resistida bajo esta condición de operación o si por el contrario generan una banda de indeterminación para la detección de la misma, tal que la hacen inaplicable.

c) la existencia de V_{Rot} da lugar a la modificación del valor de la componente de continua de cualquier señal presente a la salida del amplificador operacional a lazo cerrado y consecuentemente puede llegar a producir distorsiones por recortes al excederse del rango dinámico de excursión en su tratamiento posterior.

Las situaciones descriptas requieren una mayor atención cuando en los circuitos se debe trabajar con altos valores de resistencia conectadas a los terminales de entrada del OpAmp. ya que allí toman mucha importancia las componentes residuales debido a la corriente de polarización o a la corriente residual de entrada.

Previendo que ante tales situaciones los errores tolerados por el dispositivo ensayado sean inferiores a los resultantes ERRORES ESTÁTICOS ya descriptos, normalmente los fabricantes de los OpAmp. Proveen de un método relativamente sencillo de anular o por lo menos reducir a la Tensión Residual Total de Salida. Efectivamente, la mayoría de los OpAmp. disponen de dos o más terminales que permiten la conexión de un circuito, dispositivo o componente de balance o equilibrio que el mismo fabricante especifica.

Tal es el caso del Amplificador Operacional tipo 741 ampliamente analizado en este trabajo para el cual el fabricante recomienda la utilización de un "preset" o potenciómetro de 10 KOhm conectado entre los terminales 1 y 5, que como puede verse en el circuito de la Figura V.11. corresponden a los emisores de los transistores T_5 y T_6 con funciones de carga activa de la primera etapa o etapa diferencial de entrada de dicho OpAmp., con su punto medio o derivación central volcada sobre la tensión de alimentación más negativa con la que se lo alimente. Es decir que mediante este componente se fuerza una asimetría exteriormente al integrado con el objeto de compensar o equilibrar una asimetría interna o derivada de su aplicación.

Usualmente la recomendación del fabricante es que con la intervención de dicho preset es posible anular la V_{Rot} siempre que la tensión residual total equivalente, referida a la entrada del lazo cerrado no exceda de un determinado valor que en este caso es de 15 mV ($V_{Rit} < 15$ mV). Si bien es sumamente conveniente lograr la anulación del error residual de salida y por lo tanto antes de conectar dicho preset comprobar que V_{Rit} entre dentro del rango de anulación, no quiere decir que si eso no se cumplimenta el método no sea efectivo, lo que es probable en esos casos es que solo se logre disminuir pero no anular dicho error residual de salida.

VIII.6.- INFLUENCIA DE LAS VARIACIONES DE LA TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN:

Si bien se comentó ya que en general los circuitos de polarización de los amplificadores operacionales contienen elementos o configuraciones circuitales que tienden a independizarse de las variaciones de la tensión de alimentación dentro de ciertos límites (fuente de corriente Widlar por ejemplo) ello no se consigue en su totalidad por lo que se debe verificar ahora una nueva componente de error derivado de las variaciones, ya sea por mala estabilización o por mala regulación, de las tensiones de alimentación tanto la positiva como la negativa.

Para cuantificar este nuevo error los fabricantes de OpAmp. especifican una nueva relación de rechazo, denominada Relación de Rechazo de la Fuente de Alimentación, caracterizada por las abreviaturas de las mismas palabras en Ingles P.S.R.R. o bien S.V.R.R. y que en este trabajo denominaremos ρ' para una mayor comodidad.

Su definición se deriva del esquema de ensayo que se muestra en la Figura VIII.47. en donde para tal fin se considera un OpAmp. idealizado desde todo otro punto de vista salvo por su característica dependiente de las variaciones de la fuente de alimentación al que además de alimentarlo con una fuente de tensión ($V_{CC} + \Delta V_{CC}$) le colocamos en corto circuito sus terminales de entrada

Tal como se representa en la Figura VIII.47.a). debido a la existencia de dicha variación ΔV_{CC} aparece en la salida una nueva componente de tensión de error $\Delta V'_{Ro}$. Posteriormente, en la Figura VIII.47.b) se idealiza al OpAmp. desde todo punto de vista inclusive su característica dependiente de las variaciones ΔV_{CC} y se incluye en uno de los terminales de entrada un nuevo generador de error ΔV_R o sea interpretado como una Variación de la Tensión Residual de Entrada tal que produce en la salida la misma tensión de error que se presenta en la Figura VIII.47.a). Así entonces para $\Delta V'_{Ro}$ constante, por definición ρ' es:

$$\rho' = \frac{\Delta V_R}{\Delta V_{CC}}$$

ΔV_R sería el necesario incremento de la tensión residual de entrada, tal que sin variación de fuente ($\Delta V_{CC} = 0$) produce la misma tensión residual de salida que causó la ΔV_{CC} en el paso previo.

En consecuencia el dato que provee el fabricante como P.S.R.R. = S.V.R.R. = ρ' permite que cualquier variación de fuente, ya sea la positiva o la negativa, o ambas simultáneamente, afectadas por esta relación de rechazo sean tratadas como una tensión residual de entrada ΔV_R para luego evaluar su influencia en el comportamiento a lazo cerrado de acuerdo con la expresión VIII.23., es decir:

$$\Delta V_R = \rho' \cdot \Delta V_{CC} \quad \text{y} \quad \Delta V_{Ro} = \frac{\Delta V_R}{\beta} \quad \text{o sea} \quad \Delta V_{Ro} = \frac{\Delta V_{CC}}{\beta} \cdot \rho' \qquad \text{(VIII.32.)}$$

Si bien como se dijo precedentemente esta nueva componente de apartamiento o tensión de error a la salida expresada por la ecuación (VIII.32.) y que es aplicable a cualquiera de las dos configuraciones amplificadoras del OpAmp. tiene un origen similar a los que hemos llamado errores estáticos originados por la tensión residual de entrada, la corriente de polarización o la corriente residual de entrada, la diferencia es que mientras que los anteriores son compensables mediante algún método de balance, la influencia de las variaciones de la fuente de alimentación son aleatorias y por lo tanto no controlables por parte del usuario y consecuentemente no compensables.

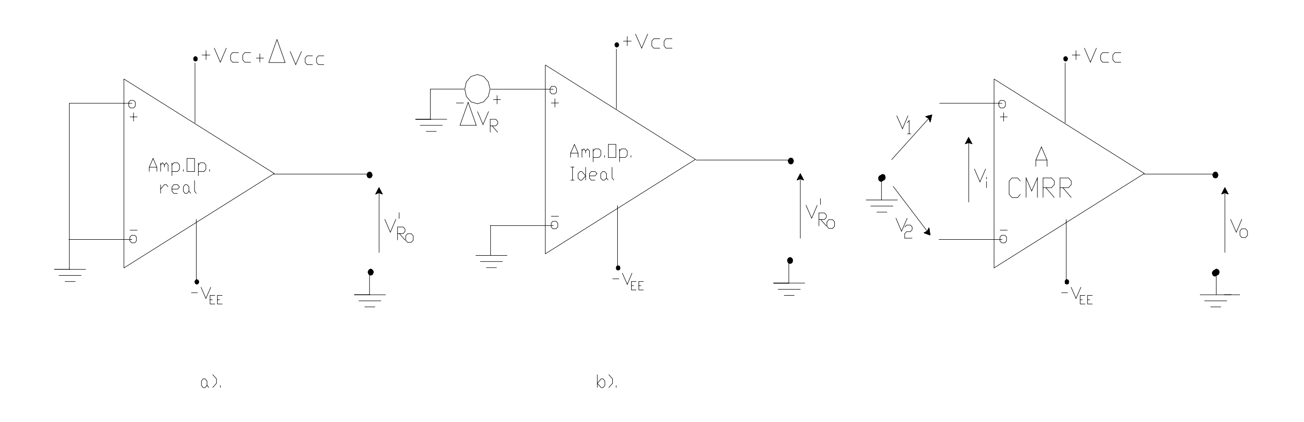


Figura VIII.47. Figura VIII.48.

VIII.7.- INFLUENCIA DEL MODO COMÚN DE ENTRADA:

El Modo Común presente a la entrada de un OpAmp. se constituye en otra fuente de error o apartamiento en la tensión a la salida del mismo que, al no ser controlable por parte del usuario ya que depende de la aplicación, no puede ser compensado.

En oportunidad de estudiarse la característica dinámica del comportamiento de un amplificador diferencial fue definido dicho modo de excitación y analizada la capacidad de un amplificador diferencial real como para impedir que la tensión de salida del mismo contenga una componente dependiente de dicho modo de excitación, a través de la definición de la Ganancia de Tensión de Modo Común y la Relación de Rechazo de Modo Común sintetizadas en las expresiones (IV.9.) y IV.10.).

Dado que como se ha dicho, el OpAmp. puede ser considerado, en su conjunto y a lazo abierto, como una etapa diferencial, se pueden interpretar cada una de estas variables en relación a las que se definen en el OpAmp. tal como se interpreta en el circuito de la Figura VIII.48. y atento las especificaciones de ρ = CMRR que proporcionan los fabricantes, en el caso de los OpAmp.:

$$V_o = A \cdot \left(V_i + \frac{V_C}{CMRR} \right) \qquad \text{en donde como se recordará:} \qquad V_C = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

En consecuencia para evaluar dicha nueva fuente de error se debe analizar la importancia que puede tener la presencia o no de Modo Común de Entrada y el valor asegurado para la CMRR por parte del fabricante, en cada una de las aplicaciones básicas del OpAmp. ya sea como amplificador operacional inversor o como amplificador operacional no inversor

VIII.7.1.- Caso del Amplificador Operacional Inversor:

Esta aplicación representada en la Figura VIII.10. fue ya estudiada y se dedujo como característica de funcionamiento dinámico que el terminal inversor se comporta como Tierra Virtual, al tiempo que el restante terminal o no inversor se encuentra conectado a masa. Se podría concluir en que la aplicación, desde su característica de funcionamiento dinámico fuerza a que ambas tensiones de entrada sean nulas, es decir $V_1 = 0$ y $V_2 = 0$.

Es por ello que en esta configuración o aplicación del OpAmp. el Modo Común de Entrada resulta nulo independientemente de los valores que adquiera la excitación externa por lo tanto con independencia de la CMRR del OpAmp. no existe componente de error a la salida debido al Modo Común de Entrada.

Aún en el caso en que la aplicación emplee la resistencia de balance R'_s conectada entre la entrada no inversora y masa, dada la características dinámicas del OpAmp. que establecen que al ser A = infinito $V_i = 0$ y simultáneamente R_{id} = infinito dan como resultado $I_i = 0$, en dicha resistencia no se registra diferencia de potencial y por ello igualmente se mantiene la inexistencia de modo común a la entrada.

VIII.7.2.- Caso del Amplificador Operacional No Inversor:

En la Figura VIII.49. se reproduce la aplicación para la cual y de acuerdo con los estudios ya realizados se verifica la característica dinámica de equipotencialidad de los terminales de entrada del OpAmp. lo cual significa que ahora $V_1 = V_2$ por lo que dado que la misma V_2 es la tensión de excitación exterior se comprueba que en este caso existe modo común en la entrada y la magnitud del mismo depende exclusivamente de la aplicación y por ello debe considerarse su influencia en el comportamiento a lazo cerrado.

Para tal fin y dado que como se dijo, en esta aplicación la misma excitación exterior coincide con la magnitud del Modo Común de Entrada, tal influencia puede ser considerada a través del circuito equivalente de la Figura VIII.50. en donde luego de idealizarse al OpAmp. se ha procedido a considerar su limitación en el rechazo al modo común de entrada a través del generador de error conectado en serie con el mismo terminal de entrada.

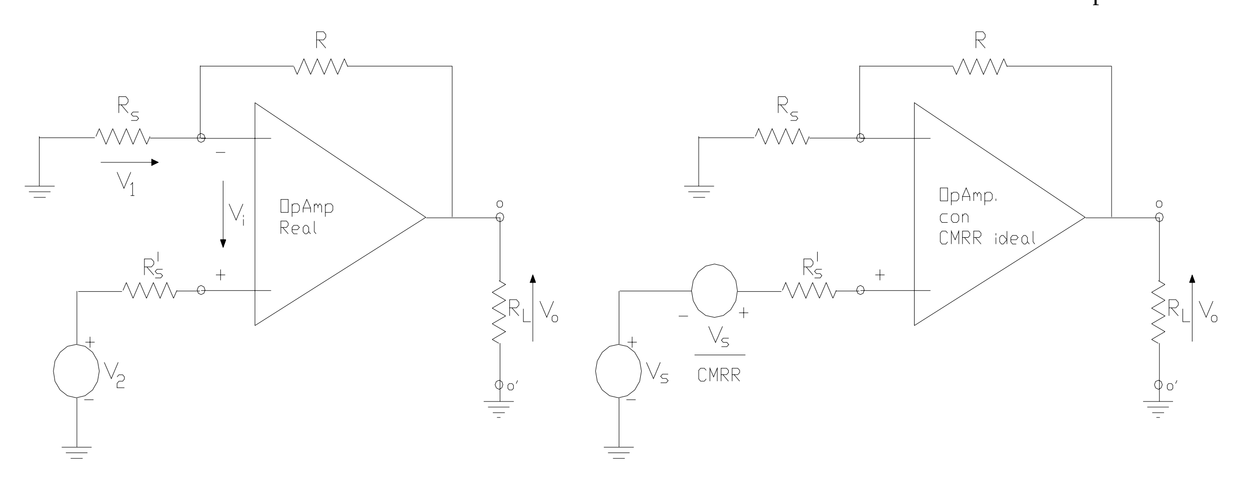


Figura VIII.49.

Figura VIII.50.

En consecuencia en este esquema de aplicación, en el terminal de salida además de la tensión determinada por la ecuación (VIII.2) aparece a la salida una componente de error debido al Modo Común de Entrada, de modo que:

$$V_o = \frac{R_s + R}{R_s} \cdot \left(V_s + \frac{V_s}{CMRR} \right) \qquad \text{o sea} \qquad V_o = A_{VsfT} \cdot \left(1 + \frac{1}{CMRR} \right) V_s$$

por lo que recordando las definiciones del error dinámico y la ecuación (VIII.5.), para esta aplicación del OpAmp. se puede interpretar que al error debido al comportamiento dinámico se le agrega una componente debido a la presencia del modo común de entrada y al hecho de que en un Op.Amp. real su característica de rechazo al modo común es distinta de infinito por lo que dicha ecuación pasa a ser:

$$A_{Vsf} = \frac{A_{VsfT}}{1 + \varepsilon} + \frac{A_{VsfT}}{(1 + \varepsilon) \cdot \rho} \qquad \text{(VIII.5'.)}$$

en donde el término que se agrega representa la nueva componente de error en la tensión a la salida a lazo cerrado, debido al modo común de entrada.

Ya que el mismo puede ser cuantificado no seria extremadamente inconveniente su presencia si no es por el hecho de que dicho nuevo término posee una característica de fuerte alinealidad. La Figura VIII.51. permite la interpretación de lo dicho al representar la transferencia de este circuito de aplicación del Op.Amp. para el caso ideal (ρ infinito) para el caso de semi ideal en el que se considera ρ = constante así como para el caso real. Tal alinealidad se deriva del hecho de que el mismo rechazo al modo común es dependiente de la magnitud de la tensión de entrada de modo común.

Efectivamente, tal como se considerara en el apartado II.2.4. al estudiarse la máxima excitación de modo común, se observó que las condiciones de polarización y por lo tanto la resistencia de salida de las fuentes de corriente de polarización de las etapas diferenciales de entrada, se modifican en función de la magnitud de dicha tensión de entrada de modo común estableciendo una dependencia entre la relación de rechazo y dicha excitación.

VIII.8. - DERIVAS TÉRMICAS DE LOS PARÁMETROS RESIDUALES:

Un factor más que contribuye a separar las características de los amplificadores operacionales reales respecto del ideal es la dependencia de su funcionamiento respecto de los cambios que se registren en la temperatura ambiente de trabajo a que se los someta. Tal apartamiento puede ser considerado estudiando y

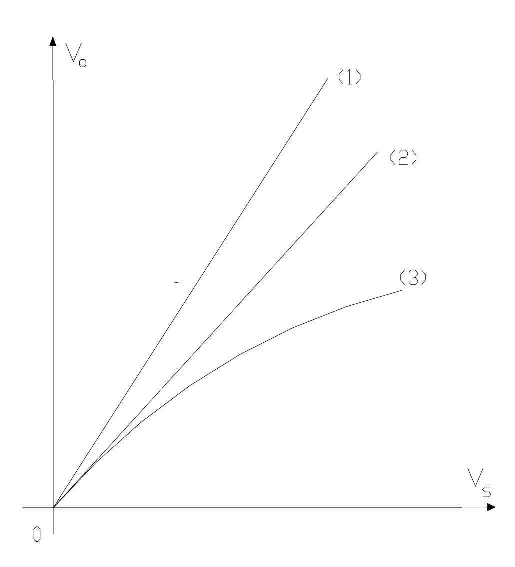


Figura VIII.51.

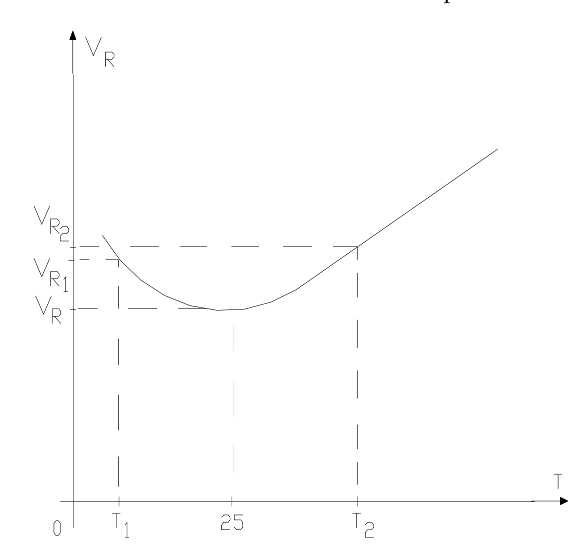


Figura VIII.52.

evaluando la influencia de la dependencia de los parámetros residuales con respecto a la temperatura de trabajo cuando ésta se aparta de los 25 ºC que se considera como normales destacándose desde ya la imposibilidad de su compensación o equilibrio debido, aqui también, a la ingobernabilidad de la variable temperatura por parte de los usuarios.

En efecto, al ser V_R , I_B o I_R todos función de la temperatura y al enfrentarse al usuario ante un cierto cambio térmico o ΔT en la operación del circuito, aparece una nueva componente de error en la tensión de salida, debida en este caso a las llamadas DERIVAS TERMICAS de los parámetros residuales (THERMAL DRIFT) que por lo dicho anteriormente no puede ser anulado y que en consecuencia resulta necesario, en primer lugar interpretar y luego calcular.

VIII.8.1.- Deriva Térmica de la Tensión Residual de Entrada:

Tal como se definiera en la expresión (VIII.18.) la tensión residual de entrada es: $V_R = V_{BE2} - V_{BE1}$ mientras que de acuerdo a la ecuación del diodo Base-Emisor y según el estudio llevado a cabo en la Sección IV.4.3.

$$V_{BE} = \frac{K \cdot T}{q} \cdot \ln \left(I_C / I_s \right)$$

y al considerarse la influencia de la temperatura en un transistor bipolar en la Sección I.11.1. se le adjudicó a esta tensión de umbral de la juntura base-emisor, un coeficiente térmico k" cuyo valor máximo se estimó en -2,5 mV/ºC. Ello fue así en razóm de que:

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \frac{K}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_C}{I_s} \right) + \frac{K \cdot T}{q} \cdot \frac{1}{I_s} \cdot \frac{dI_s}{dT} = \frac{V_{BE}}{T} + \frac{K \cdot T}{q} \cdot \frac{1}{I_s} \cdot \frac{dI_s}{dT} \qquad \text{(VIII.33.)}$$

y en tanto la corriente de saturación inversa I_s es función del cuadrado de la concentración de portadores intrínsecos, o sea:

$$I_s = f \left(N_i^2 \right) = f \left[K \cdot T^3 \cdot e^{-(E_G / K.T)} \right]$$

el producto

$$\frac{1}{I_s} \cdot \frac{dI_s}{dT} = \frac{1}{N_i^2} \cdot 3 \cdot K \cdot T^2 \cdot e^{-(E_G/K.T)} - \frac{1}{N_i^2} \cdot K \cdot T^3 \cdot e^{-(E_G/K.T)} \cdot \frac{E_G}{K \cdot T^2}$$

y por lo tanto:

$$\frac{1}{I_s} \cdot \frac{dI_s}{dT} = \frac{1}{N_i^2} \cdot 3 \cdot \frac{N_i^2}{T} - \frac{1}{N_i^2} \cdot N_i^2 \cdot \frac{E_G}{K \cdot T^2} = \frac{3}{T} - \frac{E_G}{K \cdot T^2}$$

con lo que reemplazando en la expresión (VIII.33.):

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \frac{V_{BE}}{T} + \frac{K \cdot T}{q} \cdot \left(\frac{3}{T} - \frac{E_G}{K \cdot T^2} \right) = \frac{V_{BE}}{T} - \frac{E_G}{q \cdot T} + \frac{3 \cdot K}{q} \qquad \text{(VIII.34.)}$$

finalmente operando con los valores de las constantes físicas consideradas:

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \frac{V_{BE} - 1{,}1\ V}{T} - 0{,}26\ (mV/ºC) = \frac{(0{,}6 - 1{,}1)\ V}{300\ ºC} - 0{,}26\ (mV/ºC) = -1{,}93\ mV/ºC$$

mientras que la realidad muestra que su valor puede fluctuar entre este límite recién calculado y un valor máximo cercano a -2,6 mV/ºC por lo que es común en la practica operar con el valor previamente adjudicado a la constante k".

Ahora para el caso de la Tensión Residual de Entrada se tendrá:

$$\frac{dV_R}{dT} = \frac{d(V_{BE1} - V_{BE2})}{dT} = \frac{dV_{BE1}}{dT} - \frac{dV_{BE2}}{dT}$$

por lo que en esta diferencia se cancelarán los términos fijos de la ecuación (VIII.34.) resultando como consecuencia:

$$\frac{dV_R}{dT} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{T} = \frac{V_R}{T} \qquad \text{(VIII.35.)}$$

finalmente considerando nuevamente la ecuación del diodo base emisor transcripta precedentemente:

$$\frac{dV_R}{dT} = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{T} = \frac{K}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\right) = \text{CONSTANTE independiente de T} \qquad \text{(VIII.36.)}$$

lo cual significa que si el valor típico de la tensión residual de entrada es por ejemplo 1 mV, la deriva térmica de dicho parámetro residual a 25 ºC resulta ser:

$$\frac{dV_R}{dT} = \frac{V_R}{T} = \frac{1\ mV}{300\ ºC} = 3{,}3\ \mu V/ºC$$

En realidad, la medición experimental de V_R a diferentes temperaturas no arroja una función exactamente lineal sino que su representación típicamente es como se indica en la Figura VIII.52. por lo que las especificaciones que al respecto suministran los fabricantes, tal como puede comprobarse de la lectura de las hojas de datos del OpAmp. tipo 741, surge de efectuar una evaluación del tipo:

$$\frac{dV_R}{dT} = \frac{V_R}{T} = \frac{[V_{R1} - V_R] + [V_{R2} - V_R]}{T} \quad (\mu V/ºC)$$

VIII.8.2.- Deriva Térmica de la Corriente Residual de Entrada:

Según hemos visto la corriente residual de entrada es por definición $I_R = I_{B1} - I_{B2}$ y su existencia puede deberse a distintas ganancias de corriente en cada uno de los transistores que conforman las ramas de la etapa diferencial de entrada, es decir que:

$$I_R = I_C \cdot \left(\frac{1}{\beta_1} - \frac{1}{\beta_2} \right)$$

y como la ganancia estática de corriente para emisor común β es un parámetro que varía con la temperatura, la deriva térmica de esta corriente residual resultará:

$$\frac{dI_R}{dT} = I_C \cdot \left[\frac{d}{dT} \left(\frac{1}{\beta_1} \right) - \frac{d}{dT} \left(\frac{1}{\beta_2} \right) \right]$$

o también:

$$\frac{dI_R}{dT} = I_C \cdot \left[\left(\frac{1}{\beta_1^2} \frac{d\beta_1}{dT} \right) - \left(\frac{1}{\beta_2^2} \frac{d\beta_2}{dT} \right) \right] = I_{B1} \cdot \left(- \frac{1}{\beta_1} \cdot \frac{d\beta_1}{dT} \right) + I_{B2} \cdot \left(\frac{1}{\beta_2} \cdot \frac{d\beta_2}{dT} \right)$$

Para el caso de los transistores integrados que conforman el amplificador operacional, los coeficientes térmicos de β se ha encontrado que son casi iguales y para el caso del silicio oscilan alrededor de los siguientes valores estadísticos:

para temperaturas superiores a 25 ºC:

$$\left(\frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} \right) = +0{,}005 \ (1/ºC)$$

y para un rango de temperaturas inferiores a 25 ºC:

$$\left(\frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} \right) = -0{,}015 \ (1/ºC)$$

que como se observa resulta mayor para temperaturas por debajo de los 25 ºC que para temperaturas superiores. Finalmente:

$$\frac{dI_R}{dT} = I_R \cdot \left(\frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} \right) \qquad \text{(VIII.37.)}$$

por extensión y de acuerdo al desarrollo precedente puede demostrarse que la deriva térmica de la corriente de polarización es también:

$$\frac{dI_B}{dT} = I_B \cdot \left(\frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} \right) \qquad \text{(VIII.38.)}$$

Ambas derivas térmicas suelen ser normalmente especificadas por los fabricantes de amplificadores operacionales. Para el caso del OpAmp. 741 dicha especificación se indica en forma indirecta ya que pueden observarse los siguientes valores máximos:

I_B para T hasta 125 ºC: 500 nA
I_B para T hasta -55 ºC: 1500 nA

I_R para T hasta 125 ºC: 200 nA
I_R para T hasta -55 ºC: 500 nA

VIII.8.3.- Influencia de las Derivas Térmicas en el comportamiento a lazo cerrado:

Dada la aplicación de un determinado OpAmp. con sus correspondientes derivas térmicas, en un cierto rango térmico de trabajo a partir de los 25 ºC, se podrán determinar los cambios de los parámetros residuales frente a los valores extremos de la temperatura:

$$\Delta V_R = \frac{dV_R}{dT} \cdot \Delta T \quad ; \quad \Delta I_B = \frac{dI_B}{dT} \cdot \Delta T \quad \text{o bien:} \quad \Delta I_R = \frac{dI_R}{dT} \cdot \Delta T$$

dT dT dT

para luego ser tratados en forma similar o como se tratan las variables residuales absolutas que le dan origen. La gran diferencia que tendrán estas nuevas componentes residuales (de origen térmico) es que al no poderse gobernar los cambios térmicos, a diferencia de aquellas, no existe ningún método para poder compensarlas.

Este hecho hace que a veces en ciertos proyectos la variación térmica en conjunto con las derivas intrínsecas asociadas al OpAmp. utilizado, suelen ser condicionantes del proyecto por sobre otras relaciones de vínculo.

A título de ejemplo, consideremos el caso de trabajar con un OpAmp. cuyos datos respecto a las derivas térmicas fuesen:

$$\frac{dV_R}{dT} = 10\ \mu V/ºC \quad ; \quad \frac{dI_B}{dT} = 1\ nA/ºC \quad ; \quad \frac{dI_R}{dT} = 0{,}2\ nA/ºC$$

y se requiere realizar una configuración inversora, pudiendo ser compensada (igual resistencia en las dos entradas) o bien sin compensar (resistencia diferente en ambas entradas) de modo que la ganancia de tensión a lazo cerrado será $A_{Vf} = -10$, con la mayor Resistencia serie con el terminal inversor (Rs) posible, compatible con el menor error a la salida.

De acuerdo con la recientemente visto:

$$\frac{dV_{Rit}}{dT} = \frac{dV_R}{dT} + \frac{dI_B}{dT} \cdot R_s \qquad \text{con entradas desbalanceadas.} \quad (VIII.37.)$$

$$\frac{dV_{Rit}}{dT} = \frac{dV_R}{dT} + \frac{dI_R}{dT} \cdot R_s \qquad \text{con entradas balanceadas.} \quad (VIII.38.)$$

Suponiendo que no hay límite en el valor de Rs en cuanto a la efectividad del ajuste de balance o anulación de la tensión residual de salida a 25 ºC, procedemos a verificar los resultados de las ecuaciones (VIII.37.) y (VIII.38.) precedentes con distintos valores de Rs confeccionando la siguiente tabla:

$A_{Vf} = -10$		$\frac{dV_R}{dT}$	$\frac{dI_B}{dT} \cdot R_s$	$\frac{dI_R}{dT} \cdot R_s$	VIII.37.	VIII.38.
Rs (KOhm)	R (KOhm)	μV/ºC	μV/ºC	μV/ºC	μV/ºC	μV/ºC
1	10	10	1	0,2	11	10,2
10	100	10	10	2	20	12
100	1000	10	100	20	110	30
1000	10.000	10	1000	200	1010	210

Puede observarse que en este caso de proyecto, las derivas de la Corriente de Polarización o de la Corriente Residual de Entrada pueden llegar incluso a limitar el valor máximo del nivel de impedancias de la red de realimentación Rs y R, sobre todo si el ΔT que se deba considerar es importante.

CAPITULO IX - **Respuesta en Frecuencia de Circuitos Amplificadores:**

IX.1. - INTRODUCCIÓN:

Puede afirmarse en general que cualquier circuito amplificador se comporta dinámicamente según los estudios realizados en este trabajo, solo en una porción del espectro de frecuencia, denominado Banda o Ancho de Banda de dicho circuito amplificador. Alguna idea se introdujo al respecto cuando en el Capítulo V se mencionó el concepto de Producto Ganancia por Ancho de Banda del Amplificador Operacional tipo 741.

Efectivamente, si ensayamos cualquier circuito amplificador que utilice acoplamiento a R.C., excitándolo con una señal senoidal de amplitud constante y de frecuencia variable, midiendo para cada frecuencia las amplitudes de las señales de entrada y de salida, se puede obtener lo que se conoce como Curva de Respuesta en Frecuencia si representamos gráficamente a los pares de valores (Vo/Vs) y F, tal como se indica en la Figura IX.1.

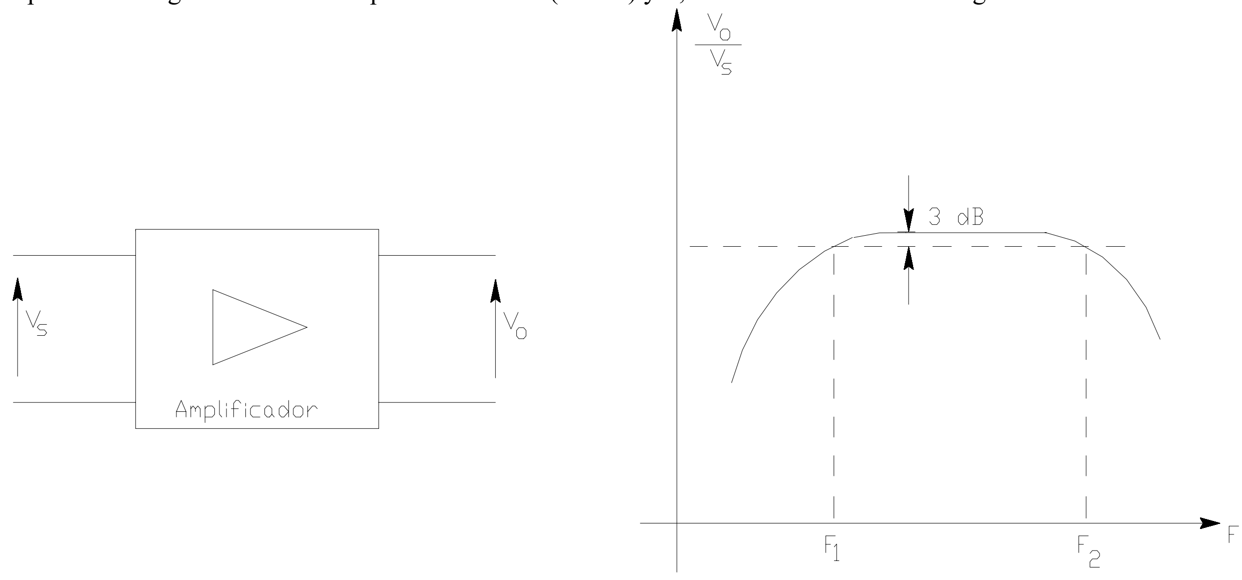


Figura IX.1.

En la zona de bajas frecuencias, la caída de los valores de la relación (Vo/Vs) o ganancia de tensión es una consecuencia de la acción de las reactancias capacitivas de acoplamiento y de "by pass". En la zona de frecuencias altas, la caída de dicha ganancia de tensión es una consecuencia de la acción de las reactancias debidas a las capacidades internas o intrínsecas de los dispositivos activos.

Puede constatarse que dicha ganancia de tensión se mantiene en los valores que arrojan las ecuaciones obtenidas hasta aquí, sólo dentro de la gama de frecuencias comprendidas entre dos particulares valores de frecuencias F_1 y F_2 . Para definir a estas dos frecuencias se toma una cierta tolerancia o cierto error en el valor constante de la ganancia de tensión precedentemente aludida. Si dicho error tolerado se fija en el valor de (0,3 . Vo/Vs), lo cual expresado en unidades logarítmicas equivalen a -3 dB , a las frecuencias F_1 y F_2 se las denomina Frecuencias de Corte del circuito amplificador.

Luego según el orden de magnitud de los valores de estas frecuencias de corte, fundamentalmente de F_2 , se puede realizar una nueva clasificación de los circuitos amplificadores, esta vez de acuerdo con su Ancho de Banda o el tipo de señales a las que esta destinado a amplificar. Por ejemplo podremos hablar de los Amplificadores de Audio Frecuencias cuando el valor de F_2 se ubique en alrededor de los 5, 10, 15 ó 20 Khz. y mientras F_1 no supere los 100, 200 ó 300 Hz. En cambio en los Amplificadores de Alta Fidelidad de Audio Frecuencias el límite superior, es decir F_2 puede llegar a ser de 200 o 300 Khz. De la misma forma se suele identificar a los Amplificadores de Radio Frecuencia, a los de Videofrecuencias, etc.

Dado que el Ancho de Banda B se define por $B = F_2 - F_1$ y que normalmente $F_2 >> F_1$, se tiene que directamente el Ancho de Banda del Amplificador queda definido por la Frecuencia de Corte Superior o F_2 .

El objetivo del presente Capítulo es el estudio de estos nuevos parámetros y fundamentalmente su relación con los tipos y valores de los componentes que conforman algunos de los circuitos amplificadores de bajo nivel más representativos.

IX.2.- ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO EN FRECUENCIA DE AMPLIFICADORES MONOETAPA SIN REALIMENTACIÓN:

IX.2.1.- Amplificador Diferencial / Emisor Común:

En la Figura IX.2. se ha representado el circuito equivalente dinámico, para el modo de excitación diferencial, correspondiente a un amplificador diferencial cargado en su salida en forma diferencial. De acuerdo a los estudios ya realizados aceptamos que en dicho circuito el nodo (A) se comporta como una tierra virtual.

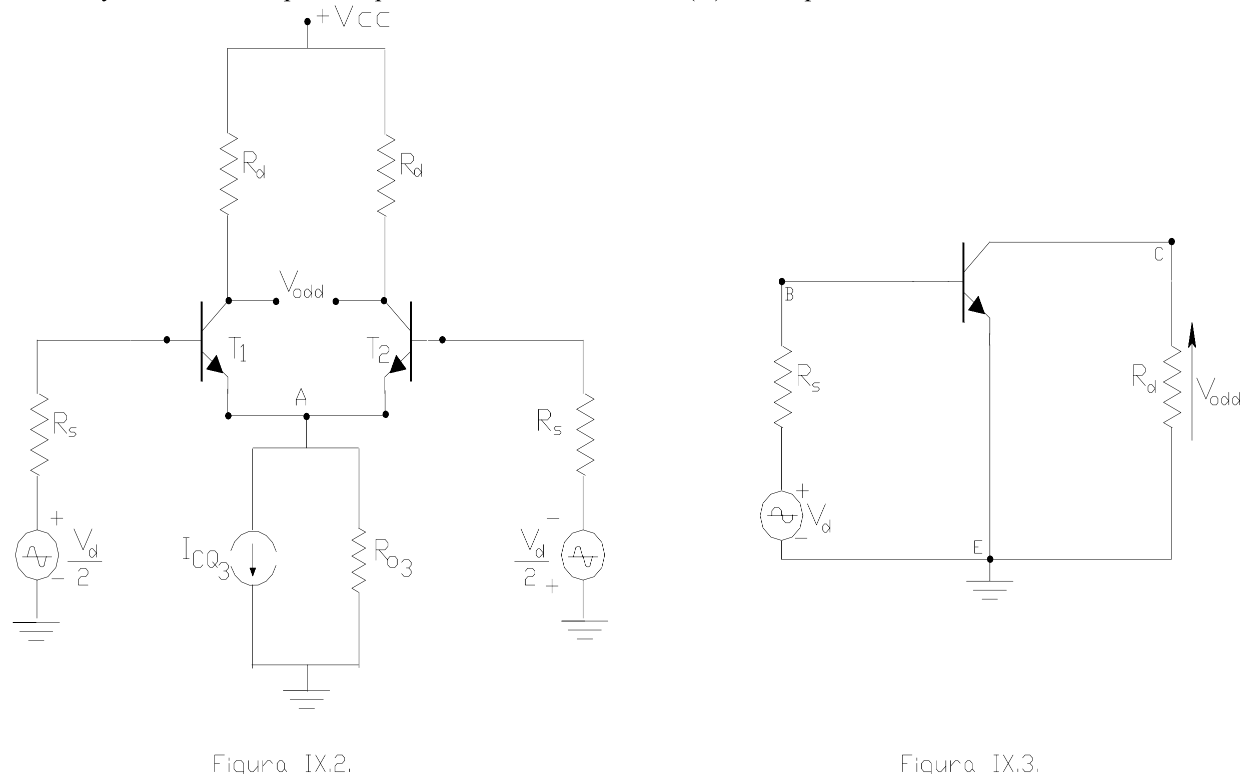


Figura IX.2.   Figura IX.3.

Para la señal diferencial y considerando una simetría perfecta de ambas ramas de dicho amplificador, tal como fuera realizado con anterioridad, dicho circuito amplificador puede ser estudiado por medio de un circuito equivalente conformado por uno solo de los transistores en emisor común, excitado por la mitad del modo diferencial de entrada y en el que en su salida se obtiene $V_{od} = (V_{odd} / 2)$ o bien, tal como la Figura IX.3. lo indica, excitado con V_d y con V_{odd} en su salida.

Comprobamos una vez más que el amplificador diferencial para la señal diferencial de excitación y cargado en forma diferencial se comporta de la misma manera como lo hace una etapa emisor común, motivo por el cual procederemos a realizar a continuación un estudio que es igualmente aplicable a cualquiera de las dos configuraciones, es decir que será valido tanto para el amplificador diferencial como para el emisor común.

Con el objetivo de estudiar el comportamiento de dichos amplificadores en altas frecuencias, es decir en aquellas frecuencias para las cuales ya las reactancias de las capacidades de difusión y de almacenamiento, que aparecen en el funcionamiento de las junturas del transistor bipolar, no pueden seguir considerándose infinito como hasta el presente en todos los análisis dinámicos, procederemos a reemplazar al transistor bipolar por su modelo equivalente válido para dicha gama de frecuencia.

Para tal fin empleamos el modelo de Giacoletto al que adaptamos para poder representar a transistores del tipo integrados, como deben ser los que conforman toda configuración diferencial, que registran un nuevo efecto capacitivo entre el terminal activo del colector y el substrato base sobre el que se realiza el integrado. Dicho modelo equivalente con el agregado de los circuitos de excitación y de carga dinámica se representa en la Figura IX.4., en donde se puede observar además que se ha considerado infinito a la resistencia de salida.

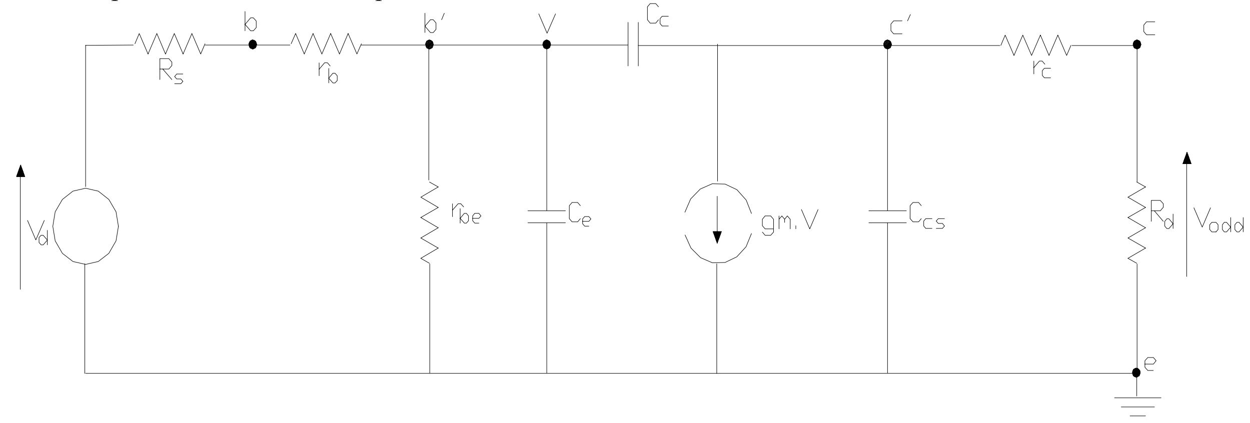


Figura IX.4.

Como se recordará, los capacitores Cc y Ce representan respectivamente a los efectos capacitivos del almacenamiento de cargas en la juntura b-c y de difusión de portadores en la base, mientras que el condensador Ccs tiene en cuenta el efectos capacitivo entre colector y substrato que se mencionó precedentemente. El resistor r_c representa la resistencia del material semiconductor del colector y la de su correspondiente terminal por lo que posee un valor muchas veces similar a la de extensión de base r_b .

Con la finalidad de relacionar a estos componentes del circuito equivalente de alta frecuencia con otras especificaciones que normalmente proporcionan los fabricantes de semiconductores, reconsideraremos la definición de la ganancia dinámica de corriente extendiéndola hacia frecuencias altas por lo que la llamaremos h_{fe}^* para diferenciarla con aquella que solo es válida para bajas frecuencias (1000 Hz) y con la que hemos venido trabajando hasta aquí. En consecuencia, en el circuito equivalente de alta frecuencias del bipolar (Fig. IX.4.), de acuerdo con su definición:

$$h_{fe}^* = \frac{i_c}{i_b} \text{ , medidos con } v_{ce} = 0$$

y con la aproximación $r_c = 0$, dicho parámetro nos lleva a considerar el circuito equivalente indicado en la Fig. IX.5. Para establecer la relación de las corrientes, debemos considerar que la i_c es la corriente en el cortocircuito impuesto en la salida del circuito de la Figura IX.5. a efectos de forzar la condición $v_{ce} = 0$. De modo que en dicho circuito:

$$I_c = I_{cc} = gm \, . \, V \qquad \text{(IX.1.)}$$

mientras que en la parte de entrada, considerando una excitación del tipo senoidal de frecuencia f, tal que $\omega = 2.\pi.f$, la tensión V resulta:

$$V = I_b \, . \, \frac{r_{be} \, . \, \dfrac{1}{j\,\omega\,(Ce + Cc)}}{r_{be} + \dfrac{1}{j\,\omega\,(Ce + Cc)}} = I_b \, . \, \frac{r_{be}}{1 + j\,\omega\, r_{be}\,(Ce + Cc)} \qquad \text{(IX.2.)}$$

por lo que reemplazando en (IX.1.) y despejando el cociente que define el h_{fe}^* :

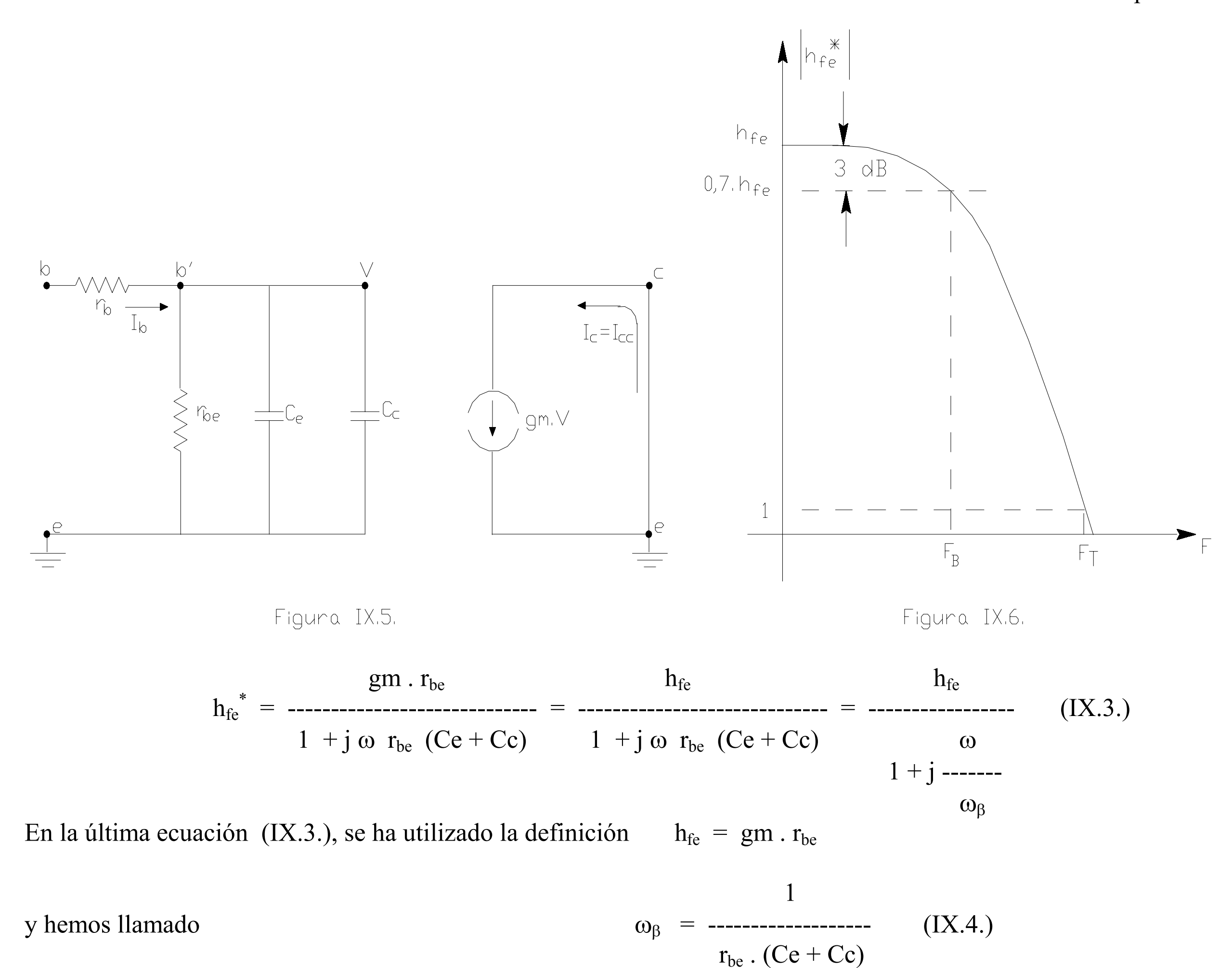


Figura IX.5.   Figura IX.6.

$$h_{fe}^* = \frac{gm \,.\, r_{be}}{1 + j\,\omega\; r_{be}\;(Ce + Cc)} = \frac{h_{fe}}{1 + j\,\omega\; r_{be}\;(Ce + Cc)} = \frac{h_{fe}}{1 + j\,\dfrac{\omega}{\omega_\beta}} \qquad \text{(IX.3.)}$$

En la última ecuación (IX.3.), se ha utilizado la definición $h_{fe} = gm \,.\, r_{be}$

y hemos llamado $$\omega_\beta = \frac{1}{r_{be} \,.\, (Ce + Cc)} \qquad \text{(IX.4.)}$$

y por tratarse del cociente entre un número real (h_{fe}) y uno complejo, cuyo resultado también complejo puede ser interpretado según una notación polar, consideraremos su módulo $/h_{fe}^*/$ y su fase ϕ_{fe} por separado, siendo:

$$/h_{fe}^*/ = \frac{h_{fe}}{[1 + (\omega/\omega_\beta)^2\,]^{0,5}} \qquad \text{(IX.5.)} \qquad \text{y} \qquad \phi_{fe} = -\,\text{arctag}\,\frac{\omega}{\omega_\beta} \qquad \text{(IX.6.)}$$

Si se representa gráficamente la ecuación (IX.5.), es decir graficando el módulo de la ganancia dinámica de corriente con la salida en cortocircuito del bipolar en alta frecuencia $/h_{fe}^*/$, en función de la pulsación ω , tal como se observa en la Figura IX.6., a medida que la frecuencia crece por encima del rango de frecuencias medias y bajas, en donde estudiábamos al emisor común y al diferencial en los Capítulos II y IV de este trabajo, la ganancia de corriente del transistor disminuye.

Particularmente, para una pulsación $\omega_\beta = 2.\pi.f_\beta$ dicha ganancia de corriente cae al 70 % del valor que posee en frecuencias medias y bajas, por lo que a dicha pulsación (o también a dicha frecuencia) se la denomina pulsación (o frecuencia) de corte propia del transistor bipolar en emisor común con la salida en corto circuito para las señales, algunas veces especificada por los fabricantes.

A partir de la misma gráfica de la Figura IX.6. también se observa que si se aumenta la frecuencia lo suficiente, a una dada pulsación ω_T la ganancia $/h_{fe}^*/$ se hace igual a la unidad por lo que a dicha pulsación (o frecuencia) se la interpreta como de transición, es decir donde el transistor bipolar en emisor común deja de ganar. Como para ello $\omega_T >> \omega_\beta$ a dicha frecuencia de transición, la ecuación (IX.5.) resulta:

$$\frac{h_{fe}}{} = 1 \qquad \text{y por lo tanto} \qquad \omega_T = h_{fe} \,.\, \omega_\beta = h_{fe} \,.\, \frac{1}{} = \frac{gm}{}$$

$(\omega_T / \omega_\beta)$ $\qquad\qquad$ $r_{be} . (Ce + Cc)$ $\qquad$ $(Ce + Cc)$

con lo que puede expresarse:

$$Ce + Cc = \frac{gm}{\omega_T} \qquad (IX.7.)$$

Ya que Cc y Ccs del modelo de la figura IX.4. representan a las capacidades derivadas del almacenamiento de cargas en junturas polarizadas en forma inversa son generalmente proporcionadas por los fabricantes en forma directa y para una dada tensión de polarización inversa de las mismas. Algunas veces los mismos fabricantes proporcionan las curvas de variación de dichas capacidades en función de la mencionada tensión de polarización (resulta inversamente proporcionales al ancho de la zona de transición como en todo capacitor de placas paralelas), de modo que para operar con el citado circuito equivalente es posible extraer de dicha información los valores típicos de esas capacidades para el punto de reposo que se este considerando.

A veces en la misma información los fabricantes incluyen la especificación de Ce también en forma directa y en función de la tensión de polarización inversa de la juntura base-emisor (con aclaración expresa de que $I_E = 0$). Al respecto hacemos notar que dicha especificación no resulta de utilidad para nuestro caso ya que el transistor bipolar opera como amplificador cuasilineal (juntura base-emisor polarizada en forma directa) por lo que dicha especificación de Ce como capacidad de almacenamiento debe descartarse.

Efectivamente, el efecto capacitivo que tiene en cuenta Ce en el modelo de la figura IX.4. es representativo del efecto de difusión de portadores en la base inyectados como consecuencia de la polarización directa de la juntura base-emisor, efecto éste que depende de la intensidad de la corriente de polarización del transistor. Entonces para su cuantificación debe recurrirse generalmente a las especificaciones que proveen los fabricantes en cuanto a la variación de las frecuencias (o pulsaciones) de corte o de transición del transistor (con la salida en corto circuito), en función de la corriente de polarización I_C para luego operar con las ecuaciones (IX.4.) ó (IX.7.) tal como veremos en los ejemplos numéricos más adelante.

En consecuencia, luego de la obtención o estimación de las resistencias de extensión de base y de colector (r_b y r_c) todos los componentes del circuito equivalente de la Figura IX.4. son ya conocidos y para continuar su estudio procedemos a aplicar el Teorema de Norton en la parte del circuito a la izquierda del capacitor Ce. Así llamando:

$R_1 = Rs + r_b$ (IX.8.) ,a la Resistencia de Norton $R_T = r_{be} // R_1$ (IX.9.) y la corriente de Norton $I_N = \dfrac{V_d}{R_1}$

se puede pasar a analizar otro circuito equivalente al anterior, tal como se representa en la Figura IX.7.:

Por cuanto este nuevo circuito sigue siendo equivalente al del amplificador diferencial o el emisor común en su comportamiento de altas frecuencias, si a partir del mismo establecemos la transferencia entre la tensión de salida y su tensión de excitación estaremos determinando la Ganancia de Tensión de Altas de Frecuencias de dichos amplificadores que llamaremos A_{Va} para diferenciarla de la que calculamos en los Capítulos II y IV que a partir de aquí llamaremos A_{Vm} .

Para tal fin, por una parte consideramos la ecuación de la primera Ley de Kirchoff o ecuación del nodo de entrada:

$$I_N = (G_T + s . Ce) . V + s . Cc . (V - V') \qquad (IX.10.)$$

en donde consideramos la admitancia del paralelo entre $R_T = \dfrac{1}{G_T}$ y la susceptancia del condensador Ce (s . Ce) empleando al operador matemático "frecuencia compleja" $s = \alpha + j\omega$ y se ha considerado también ala susceptancia del condensador Cc como (s . Cc). La misma ecuación (IX.10.) se describirá seguidamente teniendo en cuenta la definición de I_N agrupando términos en el segundo miembro:

$$V_d = R_1 . \{[G_T + s . (Ce + Cc)] . V - s . Cc . V'\} \qquad (IX.10'.)$$

Por otra parte, para el nodo de salida se puede escribir una ecuación similar, es decir:

$$s \cdot Cc \cdot (V - V') = gm \cdot V + s \cdot Ccs \cdot V' + g_c \cdot (V' - V_{odd}) \qquad \text{(IX.11.)}$$

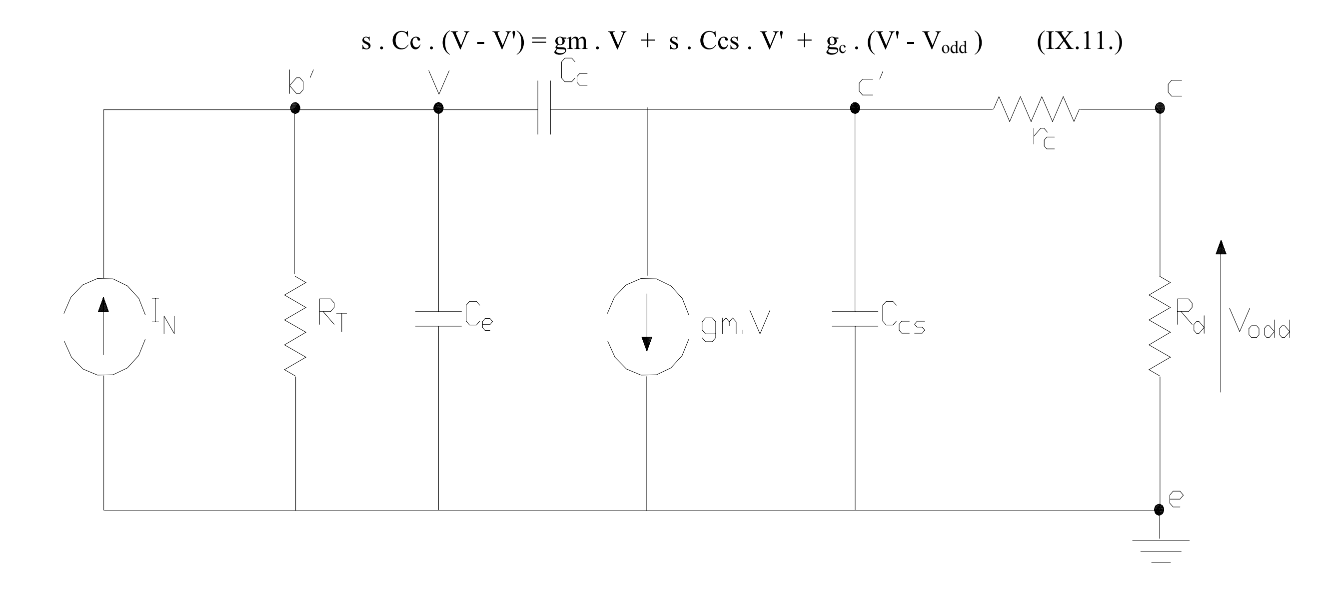


Figura IX.7.

en donde hemos llamado $g_c = \dfrac{1}{r_c}$ por lo que aquí también, agrupando convenientemente:

$$0 = (gm - s \cdot Cc) \cdot V + [g_c + s \cdot (Cc + Ccs)] \cdot V' - g_c \cdot V_{odd} \qquad \text{(IX.11'.)}$$

Asimismo en el circuito serie formado por r_c y $Rd = \dfrac{1}{G_d}$ la corriente resulta:

$$g_c \cdot (V' - V_{odd}) = G_d \cdot V_{odd} \qquad \text{por lo que} \qquad 0 = g_c \cdot V' - (G_d + g_c) \cdot V_{odd} \qquad \text{(IX.12.)}$$

Las ecuaciones (IX.10'.), (IX.11'.) y (IX.12.) así planteadas conforman un sistema de tres ecuaciones con cuatro incógnitas a saber, V_d , V, V' y V_{odd} , por lo que su resolución nos permitirá establecer la relación entre dos de ellas, por ejemplo entre V_{odd} y V_d , permitiéndonos encontrar así a la que hemos llamado Ganancia de Tensión en Alta Frecuencia A_{Va} .

Para tal fin a partir de la (IX.12.) $\quad V' = \dfrac{g_c + G_d}{g_c} \cdot V_{odd} \qquad$ (IX.12'.)

luego reemplazándola en (IX.11'.):

$$V = \frac{G_d + s \cdot (Cc + Ccs) \cdot [1 + (G_d/g_c)]}{gm - s \cdot Cc} \cdot V_{odd} \qquad \text{(IX.13.)}$$

entonces, reemplazando las (IX.12'.) y (IX.13.) en la ecuación (IX.10'.) y despejando el cociente $\dfrac{V_{odd}}{V_d}$ la ganancia de tensión en alta frecuencia resulta:

$$A_{Va}(s) = \frac{-(gm - s \cdot Cc) / R_1}{[G_T + s \cdot (Ce+Cc)] \cdot \{G_d + s \cdot (Cc+Ccs) \cdot [1 + (G_d / g_c)]\} + s.Cc.\ gm \cdot [1 + (G_d / g_c)] - s^2 .Cc^2 .[1+ (G_d / g_c)]}$$

Si ahora multiplicamos numerador y denominador de esta última expresión por ($R_T \cdot R_d$) la misma puede ser considerada como el cociente de un polinomio Numerador N(s) de primer orden y otro polinomio Denominador D(s) que es de orden 2, de manera que:

N(s)

$$A_{va}(s) = \frac{}{D(s)} \quad \text{en donde:}$$

$$N(s) = -(gm - s . Cc) . \frac{R_T . R_d}{R_l} \qquad (IX.14.)$$

$$D(s) = 1 + s . Ce . R_T + s . Cc . R_T . [1 + gm . R_d' + (R_d'/R_T)] + s . Ccs . R_d' + s^2 . R_d' . R_T . (Ce.Cc + Ce.Ccs + Cc.Ccs)$$

expresión esta última en la que se ha considerado:

$$R_d . [1 + (G_d / g_c)] = R_d . [1 + (r_c / R_d)] = R_d + r_c = R_d'$$

luego llamando:

$$Rx = R_T . [1 + gm . R_d' + (R_d'/R_T)] \quad (IX.15.) \qquad y \qquad Cx^2 = Ce . Cc + Ce . Ccs + Cc . Ccs \quad (IX.16.)$$

el mismo polinomio denominador D(s) puede ser expresado según:

$$D(s) = 1 + s . Ce . R_T + s . Cc . Rx + s . Ccs . R_d' + s^2 . R_d' . R_T . Cx^2$$

notándose que el término lineal se encuentra constituido por la sumatoria de tres constantes de tiempo:

$\tau_1 = Ce . R_T$; $\tau_2 = Cc . Rx$; $\tau_3 = Ccs . R_d'$ tales que introduciéndolas en D(s):

$$D(s) = 1 + s (\tau_1 + \tau_2 + \tau_3) + s^2 . R_d' . R_T . Cx^2 \qquad (IX.17.)$$

con lo que la Ganancia de Tensión del Emisor Común o del Diferencial en Alta Frecuencia queda:

$$A_{Va}(s) = \frac{-(gm - s . Cc) . \dfrac{R_T . R_d}{R_l}}{1 + s (\tau_1 + \tau_2 + \tau_3) + s^2 . R_d' . R_T . Cx^2} \qquad (IX.18.)$$

A partir de esta expresión, si determinamos su límite para s tendiendo a cero, significa que desde el rango de altas frecuencias nos estamos desplazando hacia frecuencias medias por lo que $A_{Va}(s=0) = A_{Vm}$, vale decir, que en el segundo miembro de la ecuación (IX.18.) para dicha condición se tendrá:

$$A_{Va}(s=0) = A_{Vm} = -gm . R_d . \frac{R_T}{R_l} = -gm . R_d . \frac{r_{be}}{r_{be} + r_b + Rs} = \frac{-h_{fe} . R_d}{h_{ie} + Rs}$$

es decir un resultado idéntico al obtenido ya en Capítulos precedentes.

La expresión (IX.18.) también nos dice que en el rango de altas frecuencias la Ganancia de Tensión se define como el cociente de dos polinomios en s, uno numerador N(s) de orden uno, y otro denominador D(s) de segundo orden, por lo que dicha Ganancia estará condicionada por la ubicación en frecuencias de sus ceros o raíces de N(s) y de sus polos o raíces de D(s).

Como N(s) es de primer orden la Transferencia de Tensiones tiene un solo cero z_o y el mismo puede determinarse igualando a cero a N(s) de modo que:

$$gm - z_o . Cc = 0 \qquad \text{con lo cual el cero } z_o \text{ resulta:} \qquad z_o = \frac{gm}{Cc} \qquad (IX.19.)$$

Para la determinación de las dos raíces del polinomio denominador D(s) ya que el mismo es de segundo orden, en este desarrollo teórico preferimos no poner en práctica la ecuación de resolución de las raíces de una

ecuación de segundo orden tradicional, que sería tal vez lo más expeditivo en un caso en que los coeficientes de dicho polinomio sean ya valores numéricos, y en cambio tendremos en cuenta alguna de las propiedades de dichas raíces. Para tal fin consideremos que nuestro polinomio D(s) es de la forma:

$D(s) = a_2 . s^2 + a_1 . s + 1$ (IX.20.) y para obtener sus raíces igualamos a cero: $a_2 . s^2 + a_1 . s + 1 = 0$

si p_1 y p_2 son las dos raíces de dicho polinomio, entonces una de las propiedades de dichas raíces se expresa de modo que:

$D(s) = a_2 . (s - p_1) . (s - p_2)$ o sea $D(s) = a_2 . [s^2 - s . (p_1 + p_2) + p_1 . p_2]$

por lo que comparando la última expresión de D(s) con la ecuación (IX.20) surge que:

$$\frac{a_1}{a_2} = -(p_1 + p_2) \quad \text{(IX.21.)} \qquad \text{y} \qquad \frac{1}{a_2} = p_1 . p_2 \quad \text{(IX.22.)}$$

Ocurre invariablemente en este tipo de etapas Emisor Común o Diferencial que uno de estos dos polos de su Ganancia de Tensión en Alta Frecuencia esta ubicado a una frecuencia mucho mayor que la del otro (normalmente 10 veces mayor), por lo que suponiendo a $p_1 >> p_2$ la ecuación (IX.21.) prácticamente sin error puede aproximarse a:

$$\frac{a_1}{a_2} = -p_1 \quad \text{(IX.21'.)} \quad \text{y reemplazando en la (IX.22.)} \quad p_2 = -\frac{1}{a_1} \quad \text{(IX.23.)}$$

Aplicando estas consideraciones a nuestro polinomio D(s) se obtiene que sus raíces o sea los polos de nuestra función transferencia de tensiones resultan:

el de más bajas frecuencias:
$$p_2 = -\frac{1}{(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)} \quad \text{(IX.24.)}$$

y el restante:
$$p_1 = -\frac{(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)}{R_d' . R_T . Cx^2} \quad \text{(IX.25.)}$$

Concluidas estas consideraciones, la ecuación transferencia dada por la expresión (IX.18.) puede ser expresada ahora en función de sus ceros (z_o) y sus polos (p_1 y p_2), es decir:

$$A_{Va}(s) = K' . \frac{(s - z_o)}{(s - p_1) . (s - p_2)} \quad \text{(IX.26.)}$$

por lo que se comprende que la forma de variación de dicha transferencia en función de la frecuencia s dependerá de la ubicación en frecuencia de dichos polos y ceros.

La constante K' puede hallarse por el procedimiento del límite para s tendiendo a cero (de frecuencias altas a frecuencias medias y bajas), para lo cual se tendrá en cuenta que dicho límite del primer miembro de la ecuación (IX.26.) y según lo ya anticipado (en relación a la ecuación IX.18.) resultó:

$$A_{Va}(s{=}0) = A_{Vm}$$

mientras que para su segundo miembro:

$$\lim_{s \to 0} \left[K' . \frac{(s - z_o)}{(s - p_1) . (s - p_2)} \right] = \frac{-K' . z_o}{p_1 . p_2}$$

por lo que igualando los dos segundos miembros resulta: $- A_{Vm} . p_1 . p_2$

$$K' = \frac{\quad}{z_o}$$

de modo que la ecuación (IX.26.) es también:

$$A_{Va}(s) = \frac{-A_{Vm} \cdot p_1 \cdot p_2}{z_o} \cdot \frac{(s - z_o)}{(s - p_1) \cdot (s - p_2)} \qquad \text{(IX.26'.)}$$

Así a medida que se incremente la frecuencia por encima del rango de frecuencias medias la singularidad (polo o cero) que mayor influencia tendrá es la que más abajo en frecuencia se encuentre ubicada, a punto tal que si solo interesa estudiar el comportamiento del amplificador en aquel rango de frecuencias en donde dicha transferencia comienza recién a caer, la expresión precedente puede ser aproximada despreciando alguna o algunas de sus singularidades.

Particularmente en nuestra etapa el cero z_o viene dado por la expresión (IX.19.), es decir (gm/Cc) que si comparamos con la expresión (IX.7.) o sea $[gm/(Cc+Ce)] = \omega_T$, vamos a concluir en que la ubicación del mismo se encuentra en frecuencias superiores a la de transición del transistor (F_T) en donde, por supuesto, su influencia no resulta de interés si lo que se pretende es la determinación del ancho de banda del amplificador.

La situación expuesta puede comprobarse si operando con un plano de frecuencia compleja $s = \alpha + j\omega$ intentamos representar en él a los ceros y los polos de A_{Va} (s), ya que si elegimos una escala tal que nos permita representar dentro del semieje real negativo a los polos p_1 y p_2 (recordar que tal como se adelantó, siempre en este tipo de etapas $p_1 > 10 \cdot p_2$), el cero z_o nos cae totalmente fuera del ámbito del gráfico y mientras p queda situado muy próximo al origen, p se ubica en el extremo más alejado del semieje real negativo.

Trabajando con este tipo de gráficos, tal como se representa en la Figura IX.8. y para una señal de excitación del tipo senoidal, para la cual $s = j\,\omega$, las singularidades de la ecuación transferencia (IX.26'.) en el dominio de $j\omega$ y para una dada frecuencia F_i, es decir A_{Va} ($j\omega_i$) quedan representadas por los radiovectores de módulo β y fase φ para los ceros y módulos ρ y fases ϕ para los polos, por lo que:

$$A_{Va}(j\omega_i) = \frac{-A_{Vm} \cdot p_1 \cdot p_2}{z_o} \cdot \frac{\beta \cdot e^{j\varphi}}{\rho_1 \cdot e^{j\phi 1} \cdot \rho_2 \cdot e^{j\phi 2}} \qquad \text{(IX.26''.)}$$

Como veremos más tarde frecuencias altas que se encuentran dentro de la banda de paso o ancho de banda del amplificador son aquellas no mucho mayores a la frecuencia F_2 a la cual se encuentra situado el polo p_2 o sea el de más baja frecuencia. Ello significa que si el interés es solamente analizar a esta transferencia hasta ese entorno de frecuencias, los radiovectores:

$$\frac{(j\omega - z_o)}{(z_o - 0)} = \frac{\beta \cdot e^{j\varphi}}{z_o} = -1 \qquad \text{y} \qquad \frac{(p_1 - 0)}{(j\omega - p_1)} = \frac{p_1}{\rho_1 \cdot e^{j\phi 1}} = -1 \text{ (aproximadamente)}$$

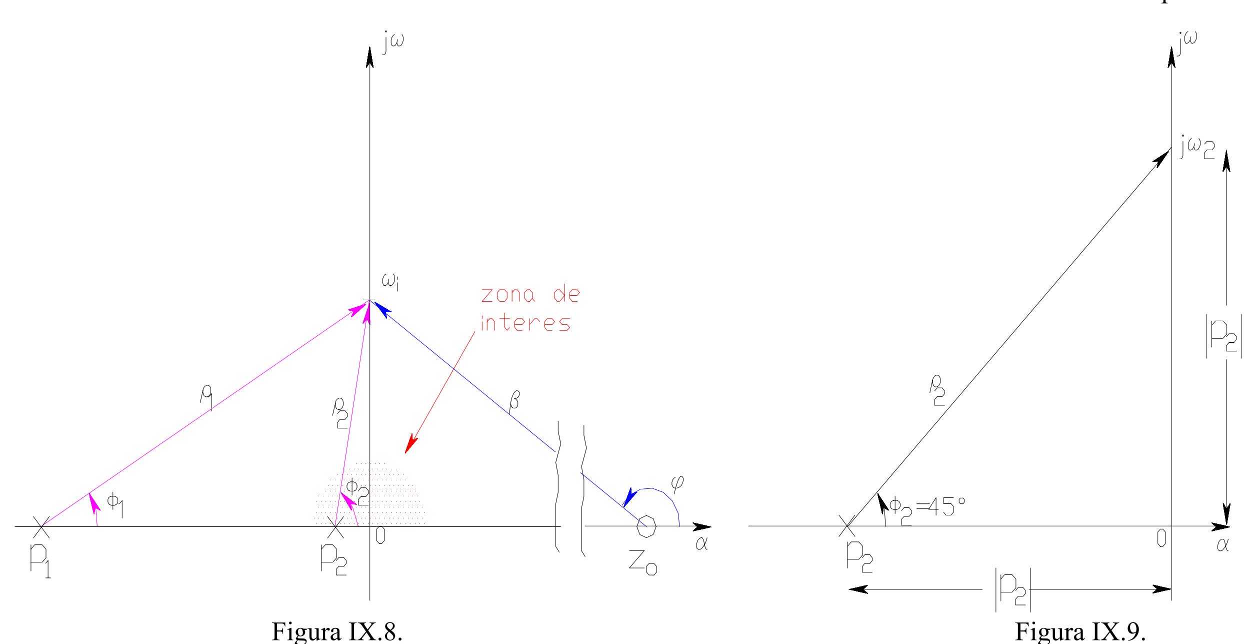


Figura IX.8.

Figura IX.9.

por lo que:

$$A_{Va}(j\omega_i) = \frac{-A_{Vm} \; . \; p_2}{\rho_2 \; . \; e^{j\,\phi 2}} \qquad \text{(IX.26'''.)}$$

que ahora podemos pasar a analizar con mayor grado de detalle en otro plano s readecuando su factor de escala de modo que se pueda representar, lo más alejado posible del origen, el único polo que quedó condicionando a la transferencia, tal como se indica en el gráfico de la Figura IX.9.

Si se deseara encontrar el valor de esta ganancia de tensión en alta frecuencia de la etapa bajo estudio, para una particular frecuencia que llamamos F_2 , tal que sobre el eje $j\omega$ se encuentra representada por un punto separado del origen de coordenadas en una magnitud igual a la del polo p_2 , es decir:

$$\omega_2 = - p_2$$

tal como se describe en la mencionada figura, se formaría un triángulo rectángulo e isósceles, en donde:

$$\rho_2 = (\omega_2^2 + \omega_2^2)^{1/2} = 1{,}41 \; . \; \omega_2 \qquad \text{y} \qquad \phi_2 = 45^o$$

en consecuencia a partir de la ecuación (IX.26'''.) se puede determinar el Módulo de dicha ganancia de tensión y la fase de la misma, de manera que:

$$[A_{Va}(j\omega_2)] = \frac{[A_{Vm}] \; . \; \omega_2}{\rho_2} = \frac{[A_{Vm}] \; . \; \omega_2}{1{,}41 \; . \; \omega_2} = 0{,}707 \; . \; [A_{Vm}] \qquad \text{y} \qquad \theta_{Va}(j\omega_2) = \theta_{Vm} - 45^o = 135^o$$

vale decir que por el resultado obtenido con el Modulo de dicha ganancia (70 % del valor que la misma tiene en frecuencias medias), se concluye que la frecuencia F_2 en la que se encuentra ubicado el polo p_2 resulta ser la frecuencia de corte superior de la etapa, se dice en este caso que la transferencia estudiada dispone de un polo dominante en alta frecuencias y en consecuencia:

$$\omega_2 = 2 \; . \; \pi . \; F_2 = - p_2 = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2 + \tau_3}$$

IX.2.2.- Ejemplo de determinación de la frecuencia de corte superior de una etapa amplificadora diferencial:

A título de ejemplo tomaremos la etapa amplificadora diferencial que se proyectó en el desarrollo del apartado IV.5.1. cuando se consideraban criterios de proyecto de este tipo de configuraciones (en frecuencias medias) y que responden al esquema circuital de la Figura IV.26.. Recordemos que para la misma ya se habían verificado:

Para $V_{CC} = V_{EE} = 10$ V ; R = 8,2 KOhm ; $R_{C1-2} = 15$ KOhm ; $R_L = 10$ KOhm ; $R_{B1-2} = 100$ Ohm

$$I_{CQ3} = \frac{V_{EE} - V_{BEu4}}{R} = \frac{10 - 0{,}6}{8{,}2 \cdot 10^{3}} = 1{,}146 \text{ mA} \quad ; \quad I_{CQ1-2} = \frac{I_{CQ3}}{2} = \frac{1{,}146 \text{ mA}}{2} = 0{,}57 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ1-2} = V_{CC} + 0{,}6\,(V) - I_{CQ1-2} \cdot R_{C1-2} = 10 + 0{,}6 - 0{,}57 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^{3} = 2 \text{ V}$$

para F = 1 Khz ; I_C == 1,2 mA y V_{CE} = 3 V:

$$h_{ie} = 0{,}9 \cdot 3{,}5 \text{ KOhm} = 3{,}15 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{fe} = 1 \cdot 100 = 100$$

$$h_{oe} = 15{,}6 \cdot 10^{-6} \cdot 1{,}1 = 17{,}16 \cdot 10^{-6} \text{ (A/V)} \quad y \quad r_o = 58 \text{ KOhm}$$

para F = 1 Khz ; I_C == 0,6 mA y V_{CE} = 3 V:

$$h_{ie} = 1{,}5 \cdot 3{,}5 \text{ KOhm} = 5{,}25 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{fe} = 1 \cdot 100 = 100 \quad :$$

$$h_{oe} = 15{,}6 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}65 = 10{,}14 \cdot 10^{-6} \text{ (A/V)} \quad y \quad r_o = 98{,}6 \text{ KOhm}$$

$$R_d = \frac{10 \cdot 15 \cdot 10^{3}}{(10 + 15)} = 6 \text{ KOhm}$$

$$A_{vd} = \frac{-R_d}{2 \cdot [h_{ib1-2} + (R_{B1-2} / h_{fe1-2})]} = - \frac{-6 \cdot 10^{3}}{2\,[53 + (100/100)]} = \frac{-60}{1{,}08} = -55{,}5 = A_{Vm}$$

$$\rho = \frac{R_{o3}}{h_{ib1-2} + (R_{B1-2} / h_{fe1-2})} = \frac{58 \cdot 10^{3}}{53 + (100/100)} = 1074 = 60{,}6 \text{ dB}$$

$$R_{oAd} = r_{o2} \,//\, R_{C2} = \frac{98{,}6 \cdot 15 \cdot 10^{3}}{98{,}6 + 15} = 13 \text{ KOhm}$$

$$R_{id} = 2 \cdot h_{ie1-2} = 2 \cdot 5{,}25 \cdot 10 = 10{,}5 \text{ KOhm}$$

Para la determinación del circuito equivalente de la Figura IX.7. estimaremos para los transistores T_1 y T_2 que: r_b = 200 Ohm y r_c = 150 Ohm. y con la finalidad de cuantificar las capacidades Cc y Ccs. Pasamos a determinar las tensiones V_{CB} y V_{CS} para los mismos transistores:

$$V_{CT1-2} = Vcc - I_{CQ1-2} \cdot R_{C1-2} = 10 \text{ V} - 0{,}57 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^{3} = 1{,}45 \text{ V} \quad \text{mientras que} \quad V_{BT1-2} = 0 \text{ V}$$

$$V_{CB1-2} = V_{CT1-2} - V_{BT1-2} = 1{,}45 \text{ V}$$

Observando detenidamente las indicaciones del fabricante se puede constatar que para una correcta operación del circuito integrado se recomienda conectar al terminal de substrato (terminal Nro. 13) al borne con polaridad más negativa que disponga el circuito de polarización, en nuestro caso $-V_{EE}$ = - 10 V, por lo que:

$$V_{CS} = V_{CT} + V_{EE} = 1{,}45\text{V} + 10 \text{ V} = 11{,}45 \text{ V}$$

La especificación del fabricante asegura:

Collector-to-Base Capacitance C_{CBo} para V_{CB} = 3 V - I_C = 0 : Cc = 0,58 pF

Collector-to-Substrate Capacitance C_{CIo} para $V_{CI} = 3$ V - $I_C = 0$: $Ccs = 2,8$ pF

como no se suministran curvas de variación con las respectivas tensiones de polarización, y dado que en nuestro caso las mismas difieren de las condiciones de especificación, es posible corregir las mismas utilizando las siguientes expresiones aproximadas:

$$Cc = Cc_o \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{V_{CB}}{0,7}\right)^{1/3}}$$ a partir de lo especificado $$Cc_o = Cc \cdot \left(1 + \frac{V_{CB}}{0,7}\right)^{1/3} = 0,58 \cdot \left(1 + \frac{3}{0,7}\right)^{1/3} = 1,01 \text{ pF}$$

$$Ccs = Ccs_o \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{V_{CS}}{0,7}\right)^{1/3}}$$ a partir de lo especificado $$Ccs_o = 2,8 \cdot \left(1 + \frac{3}{0,7}\right)^{1/3} = 4,88 \text{ pF}$$

por lo que para $V_{CB} = 1,45$ V: $$Cc = 1,01 \text{ pF} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{1,45}{0,7}\right)^{1/3}} = 0,695 \text{ pF}$$

mientras que para $V_{CS} = 11,45$ V $$Ccs = 4,88 \text{ pF} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{11,45}{0,7}\right)^{1/3}} = 1,885 \text{ pF}$$

Por otra parte de la curva de $F_T = f(I_C)$ que provee el fabricante, extraemos que para $I_{CQ1-2} = 0,57$ mA se obtiene una $F_T = 400$ Mhz, con lo que aplicando la ecuación (IX.7.) se obtiene

:

$$Ce = \frac{gm}{\omega_T} - Cc = \frac{40 \cdot 0,57 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 10^{6}} - 0,695 = 8,38 \text{ pF}$$

$$r_{be} = h_{ie1-2} - r_b = 5250 - 200 = 5,05 \text{ Kohm} \quad \text{con} \quad gm = 40 \cdot I_{CQ1-2} = 22,8 \text{ mA/V}$$

en consecuencia a partir de las ecuaciones (IX.8.) y (IX.9.):

$R_1 = Rs + r_b = 100 + 200 = 300$ Ohm mientras que $$R_T = \frac{r_{be} \cdot R_1}{r_{be} + R_1} = \frac{5,05 \cdot 0,3 \cdot 10^3}{5.05 + 0,3} = 283,2 \text{ Ohm}$$

$$R_d' = R_d + r_c = 6 \text{ KOhm} + 150 \text{ Ohm} = 6,15 \text{ KOhm}$$

y con ayuda de las ecuaciones (IX.15.) y (IX.16.):

$$Rx = R_T \cdot [1 + gm \cdot R_d' + (R_d'/R_T)] = 283,2 \cdot \left(1 + 22,8 \cdot 6,15 + \frac{6150}{283,2}\right) = 46.143,5 \text{ Ohm}$$

$$Cx^2 = Ce \cdot Cc + Ce \cdot Ccs + Cc \cdot Ccs = 8,38 \cdot 0,695 \text{ pF}^2 + 8,38 \cdot 1,885 \text{ pF}^2 + 0,695 \cdot 1,885 \text{ pF}^2 = 22,93 \text{ pF}^2$$

en consecuencia las constantes de tiempo son:

$$\tau_1 = Ce \cdot R_T = 8,38 \cdot 10^{-12} \cdot 283,2 = 2,37 \text{ nseg.}$$

$$\tau_2 = Cc \cdot Rx = 0,695 \cdot 10^{-12} \cdot 46.143,5 = 32,07 \text{ nseg.}$$

$$\tau_3 = Ccs \;.\; R_d' = 1,885 \;.\; 10^{-12} \;.\; 6150 = 11,59 \text{ nseg.}$$

y su sumatoria: $\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 = 2,37 + 32.07 + 11,59 = 46,03$ nseg.

Por lo que el polo dominante de alta frecuencia se ubica en:

$$p_2 = \frac{-1}{\tau_1 + \tau_2 + \tau_3} = \frac{-10^9}{46,03} = -21,72 \;.\; 10^6 \text{ rad./seg.} = -\omega_2$$

y por lo tanto la frecuencia de corte superior de la etapa es:

$$F_2 = \frac{\omega_2}{2 \;.\; \pi} = \frac{21,72 \;.\; 10^6}{6,28} = 3,46 \text{ Mhz.} \qquad \left(< F_\beta = \frac{F_T}{h_{fe}} = 4 \text{ MHz.}\right)$$

A pesar de que el problema quedaría concluido aquí si lo que interesara fuese solamente el conocimiento del ancho de banda del amplificador, a fin de comprobar numéricamente nuestras afirmaciones respecto a la característica de dominante del polo calculado, determinaremos las frecuencias en que se ubican el segundo polo (p_1) y el cero (z_o):

$$Cx^2 \;.\; R_T \;.\; R_d' = 22,93 \; 10^{-24} \;.\; 283,2 \;.\; 6150 = 39,9 \text{ nseg.}^2$$

$$p_1 = \frac{-(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)}{Cx^2 \;.\; R_T \;.\; R_d'} = \frac{-46,03 \text{ nseg.}}{39,9 \text{ nseg.}^2} = -1.153,63 \;.\; 10^6 \text{ rad./seg.} = -\omega_1$$

y su ubicación en frecuencia es:

$$F_1 = \frac{\omega_1}{2 \;.\; \pi} = \frac{1.153,63 \;.\; 10^6}{6,28} = 183,7 \text{ Mhz.} \qquad \text{o sea} \qquad F_1 \gg 10 \;.\; F_2$$

$$z_o = \frac{gm}{Cc} = \frac{22,8 \text{ mA/V}}{0,695 \text{ pF}} = 32,8 \;.\; 10^9 \text{ rad/seg} \qquad \text{con lo que} \qquad F_o = \frac{z_o}{6,28} = 5,22 \text{ GHz.}$$

comprobándose también que este cero se ubica a una frecuencia mucho mayor que las de F_2 y F_1 e inclusive que F_T.

IX.3.- OBTENCIÓN DE LA CURVA DE RESPUESTA EN ALTA FRECUENCIA POR EL MÉTODO DE BODE:

En este apartado el objetivo que se persigue es la obtención de la curva de respuesta en frecuencia del amplificador en su comportamiento de altas frecuencias, tal como la definiéramos en la Figura IX.1. en lo que respecta al módulo y solo para el rango de F_2, partiendo del conocimiento de la función transferencia directa de tensiones tal como lo expresan las ecuaciones IX.26'. en sus diferentes variantes según el grado de precisión que se requiera y la región de la misma que sea de nuestro interés (ecuación exacta IX.26''. o aproximada IX.26'''.).

Una de las formas de conseguirlo es operar con los gráficos de las Figuras IX.8. o IX.9., según corresponda, realizados con una buena amplitud y en escala.

Efectivamente, ya que como quedó dicho en el apartado IX.1. las curvas de respuesta en frecuencia se obtienen excitando al amplificador con una señal senoidal de frecuencia variable y amplitud constante, ello equivaldría a barrer el semieje imaginario positivo ($j\omega$) en los gráficos de polos y ceros ya citados. En consecuencia, el problema se reduciría a medir (con regla) la longitud de los radio vectores y (con transportador) los ángulos que forman los mismos con el eje real α, para un buen número de pulsaciones (ω_i) y para cada una de ellas, reemplazar tales valores en la ecuación transferencia, para luego graficar en forma separada su módulo y su fase.

Si bien este procedimiento nos permite la obtención de las curvas de respuesta de una manera exacta, es decir punto por punto de la misma, para su buena definición evitando errores de trazado, es necesario tomar una buena cantidad de puntos, lo cual representa un procedimiento lo suficientemente trabajoso como para justificarse el empleo de otra metodología, tal que aún siendo menos exacta sea mucho más sencilla de aplicar. El método aludido es conocido como el método de Bode y consiste en determinar gráficamente no las curvas sino las asíntotas a las que dichas curvas tienden.

Para su aplicación se debe partir de la función transferencia previamente analizada, tal como la expresada por la ecuación IX.26'. y sobre ella imponer a la excitación senoidal, reemplazando $s = j\omega$, es decir:

$$A_{Va}(j\omega) = \frac{-A_{Vm} \cdot p_1 \cdot p_2}{z_o} \cdot \frac{(j\omega - z_o)}{(j\omega - p_1) \cdot (j\omega - p_2)}$$

En nuestro caso sabemos que el comportamiento de esta expresión se encuentra dominado prácticamente con exclusividad por el polo ubicado más abajo en frecuencia, que el restante polo normalmente queda dispuesto por lo menos una década más arriba que el anterior y que el cero solamente influye en frecuencias superiores a la de transición del transistor. No obstante ello y a título de ejemplo despreciaremos solo al cero z_o y consideraremos ambos polos, de modo que reemplazando además $p_1 = -\omega_1$ y $p_2 = \omega_2$

$$A_{Va}(j\omega) = \frac{A_{Vm} \cdot \omega_1 \cdot \omega_2}{(j\omega + \omega_1) \cdot (j\omega + \omega_2)}$$

A partir de aquí, la metodología general de Bode consiste en expresar a las funciones transferencia como productos y/o cocientes de términos del tipo:

$$\frac{j\,\omega}{\omega_i} \quad \text{o bien} \quad \left(1 + \frac{j\,\omega}{\omega_i}\right)$$

por ello, dividiendo numerador y denominador por $\omega_1 \cdot \omega_2$ y separado en módulo y fase se tiene:

$$A_{Va}(j\omega) = \frac{A_{Vm} \cdot e^{-(\phi 1 + \phi 2)}}{\left(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)^{1/2} \cdot \left(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_i^2}\right)^{1/2}} \qquad \text{con} \qquad \phi_i = \text{arctag}\left(\frac{\omega}{\omega_i}\right)$$

$$/A_{Va}(j\omega)/ = \frac{/A_{Vm}/}{\left(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)^{1/2} \cdot \left(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_i^2}\right)^{1/2}} \qquad \text{y} \qquad \varphi_a = \pi - \text{arctag}\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right) - \text{arctag}\left(\frac{\omega}{\omega_2}\right) \qquad (IX.27.)$$

expresando el módulo de la ganancia de tensión en altas frecuencias en decibel:

$$/A_{Va}(j\omega)/_{dB} = /A_{Vm}/_{dB} - 20 \cdot \log\left[\left(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)^{1/2}\right] - 20 \cdot \log\left[\left(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right)^{1/2}\right] \qquad (IX.28.)$$

Finalmente el método de Bode establece la representación gráfica con escalas tipo semi logarítmicas y en función de la frecuencia de las ecuaciones (IX.27.) y (IX.28.) , de manera aproximada pero sumamente sencilla, por aplicación del razonamiento que se detalla seguidamente. Tomemos en primer lugar el módulo de la ganancia, tal como lo expresa la ecuación (IX.28) y a los fines prácticos utilicemos los valores numéricos del ejemplo resuelto precedentemente:

- se observa claramente que existe un término constante, que no depende de la frecuencia, este es

$$/A_{Vm}/_{dB} = 20 \cdot \log(55{,}5) = 20 \cdot 1{,}74429 = 34{,}9 \text{ dB}$$

por lo que su representación gráfica, tal como se muestra en la Figura IX.10 determina una recta horizontal trazada por el valor 34,9 dB (línea de trazos).

- existen dos términos similares en cuanto a su dependencia con la frecuencia, la única diferencia es que mientras uno depende de ω_1 = 1.153,6 Mrad/seg. el restante lo hace en función de ω_2 = 21,7 Mrad/seg. Por lo que analizaremos uno solo, cualquiera de ellos ya que el restante tendrá la misma forma o ley de variación con la frecuencia. Tomemos por ejemplo:

$$- 20 \cdot \log \left[\left(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right)^{1/2}\right]$$

para $\omega << \omega_2$:

$$- 20 \cdot \log \left[\left(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right)^{1/2}\right] = - 20 \cdot \log 1 = 0 \text{ dB}$$

que constituye una de las asíntotas de este término.

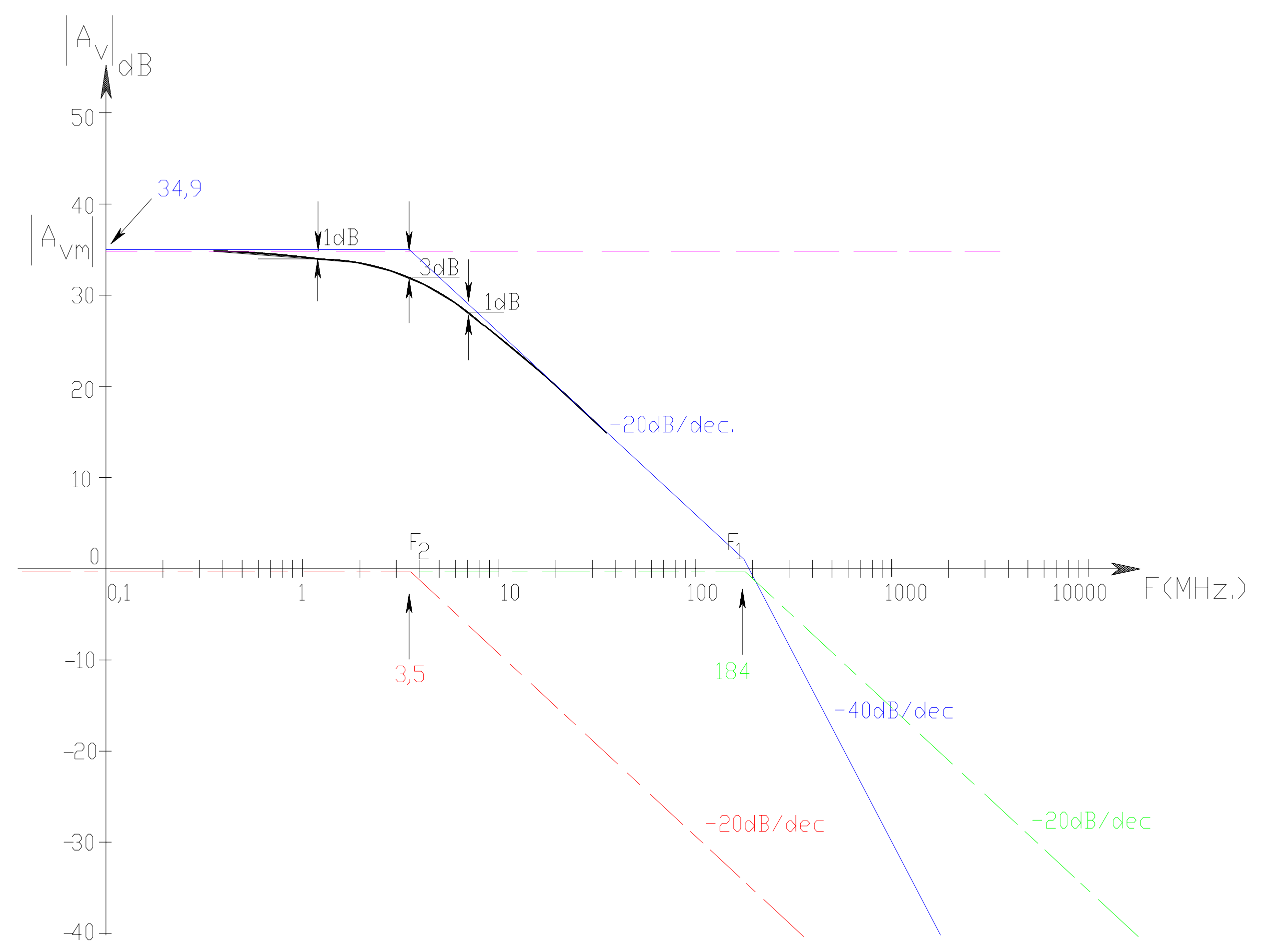


Figura IX.10.

En cambio para $\omega >> \omega_2$:

$$- 20 \cdot \log \left[\left(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right)^{1/2}\right] = - 20 \cdot \log \frac{\omega}{\omega_2}$$

veamos que forma de variación tiene esta expresión :

si $\omega = \omega_2$:

ω

$$- 20 . \log \frac{}{\omega_2} = - 20 . \log 1 = 0 \text{ dB}$$

si $\omega = 10 . \omega_2$:

$$- 20 . \log \frac{\omega}{\omega_2} = - 20 . \log 10 = - 20 \text{ dB}$$

si $\omega = 100 . \omega_2$:

$$- 20 . \log \frac{\omega}{\omega_2} = - 20 . \log 100 = - 40 \text{ dB}$$

si $\omega = 2 . \omega_2$:

$$- 20 . \log \frac{\omega}{\omega_2} = - 20 . \log 2 = - 6 \text{ dB}$$

Lo que nos esta indicando que el término bajo análisis posee otra asíntota cuya característica es la de variar -20 dB cada vez que multiplica por 10 la frecuencia (-20 dB por década) o bien variar -6 dB cada vez que se duplica la frecuencia (-6 dB por octava). Además si para esta condición evaluamos que si $\omega = \omega_2$ esta asíntota adquiere el mismo valor que la anterior, es decir 0 dB lo que nos esta indicando que ambas asíntotas se cruzan en las coordenadas (0 dB, ω_2).

Así, a la izquierda de ω_2 predomina la asíntota constituida por una recta horizontal trazada por el valor 0 dB, mientras que a la derecha de ω_2 el término se encuentra representado por una asíntota que partiendo del punto (0 dB, ω_2) se encuentra representado por una recta de pendiente -20 dB/dec. o lo que es lo mismo -6 dB/octava , tal como se representa en la Figura IX.10 (trazado del tipo **- . - . -**)

Asimismo por lo dicho precedentemente, alrededor de ω_1 se observa una construcción gráfica similar.

La representación completa de la expresión (IX.28.) se logra realizando la suma gráfica de los tres términos recién representados, dando como resultado el trazado con línea continua.

Pasaremos ahora a estudiar los errores que estamos cometiendo al considerar las asíntotas en lugar de las curvas, sobre todo en lo que respecta al módulo de la ganancia, es decir que nos vamos a referir a la curva tal que en la figura IX.9. tiende a las asíntotas ya trazadas. Para tal fin reconsideramos al término:

$$- 20 . \log [(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2})^{1/2}]$$

solo que ahora determinaremos su valor exacto para algunas frecuencias alrededor de F_2 . Entonces para $\omega = 0{,}1 . \omega_2$, es decir una década antes de la frecuencia de quebradura de asíntotas:

$$- 20 . \log [(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2})^{1/2}] = - 20 . \log [(1^2 + 0{,}01)^{1/2}] = - 0{,}04 \text{ dB}$$ por lo que la curva coincide con la asíntota.

En cambio una octava por debajo de dicha frecuencia de quebradura, es decir en $\omega = 0{,}5 . \omega_2$

$$- 20 . \log [(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2})^{1/2}] = - 20 . \log [(1^2 + 0{,}25)^{1/2}] = - 0{,}97 \text{ dB}$$ por lo que la curva pasa aproximadamente 1 dB por debajo de la asíntota.

Ahora, a una frecuencia coincidente con dicha frecuencia de quebradura, es decir en $\omega = \omega_2$

$$- 20 . \log [(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2})^{1/2}] = - 20 . \log [(1^2 + 1)^{1/2}] = - 3{,}01 \text{ dB}$$ por lo que la curva pasa aproximadamente

ω_2^2 3 dB por debajo de la asíntota.

Luego, por encima de la frecuencia de quebradora, para $\omega = 2 . \omega_2$

$$- 20 . \log [(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2})^{1/2}] = - 20 . \log [(1^2 + 4)^{1/2}] = - 6,99 \text{ dB}$$

como la asíntota a esa frecuencia pasa por -6 dB la curva esta nuevamente 1 dB por debajo de la . asíntota aproximadamente.

y si $\omega = 10 . \omega_2$

$$- 20 . \log [(1^2 + \frac{\omega}{\omega_2^2})^{1/2}] = -20 . \log [(1^2 + 100)^{1/2}] = - 20,04 \text{ dB}$$

por lo que la curva coincide con la asíntota aproximadamente.

Por su parte, la representación asintótica de la parte variable con la frecuencia en la expresión (IX.27.) (despreciando por ahora el término constante π) se lleva a cabo en la gráfica de la Figura IX.11. considerando en forma separada primero el término que depende de ω_2 y el que depende de ω_1 en segundo lugar. Luego nuevamente por suma gráfica se obtiene la resultante total.

En donde por ejemplo, para el término:

$$\phi_2 = \text{arctag} (\frac{\omega}{\omega_2})$$

consideramos para $\omega << \omega_2$:

1) si $\omega = 0,01 . \omega_2$ así arctag (0,01) = 0 º

2) si $\omega = 0,1 . \omega_2$, arctag (0,1) = 5,7 º que seguimos aproximando a 0º

para $\omega = \omega_2$ arctag (1) = 45º

y para $\omega >> \omega_2$:

3) si $\omega = 10 . \omega_2$, arctag (10) = 84,3 º que con igual criterio tomamos = 90º

2) si $\omega = 100 . \omega_2$, arctag (100) = 90 º y por más que aumente ω permanece en 90º

La representación gráfica de este término en la Figura IX.11. se ha llevado a cabo con línea de trazos y como el término que depende de ω_1 es idéntico, solo que centrado en esta ω_1 , el formato es el mismo y también se ha agregado en la figura IX.11. con un trazado diferente (línea tipo **-.-.-.-**). La resultante obtenida como suma gráfico de las dos anteriores constituye la ley de variación de la fase correspondiente a los dos polos de alta frecuencia del amplificador (línea continua). Si se deseara obtener la curva de la fase φ_a solo bastará efectuar un cambio de escala sobre el eje vertical, adicionándole la fase π correspondiente a frecuencias medias.

Como conclusión de esta última curva deducimos que la característica de fase que introduce un polo de alta frecuencia comienza a detectarse ya una década antes de la frecuencia en que dicho polo se ubica. Partiendo desde

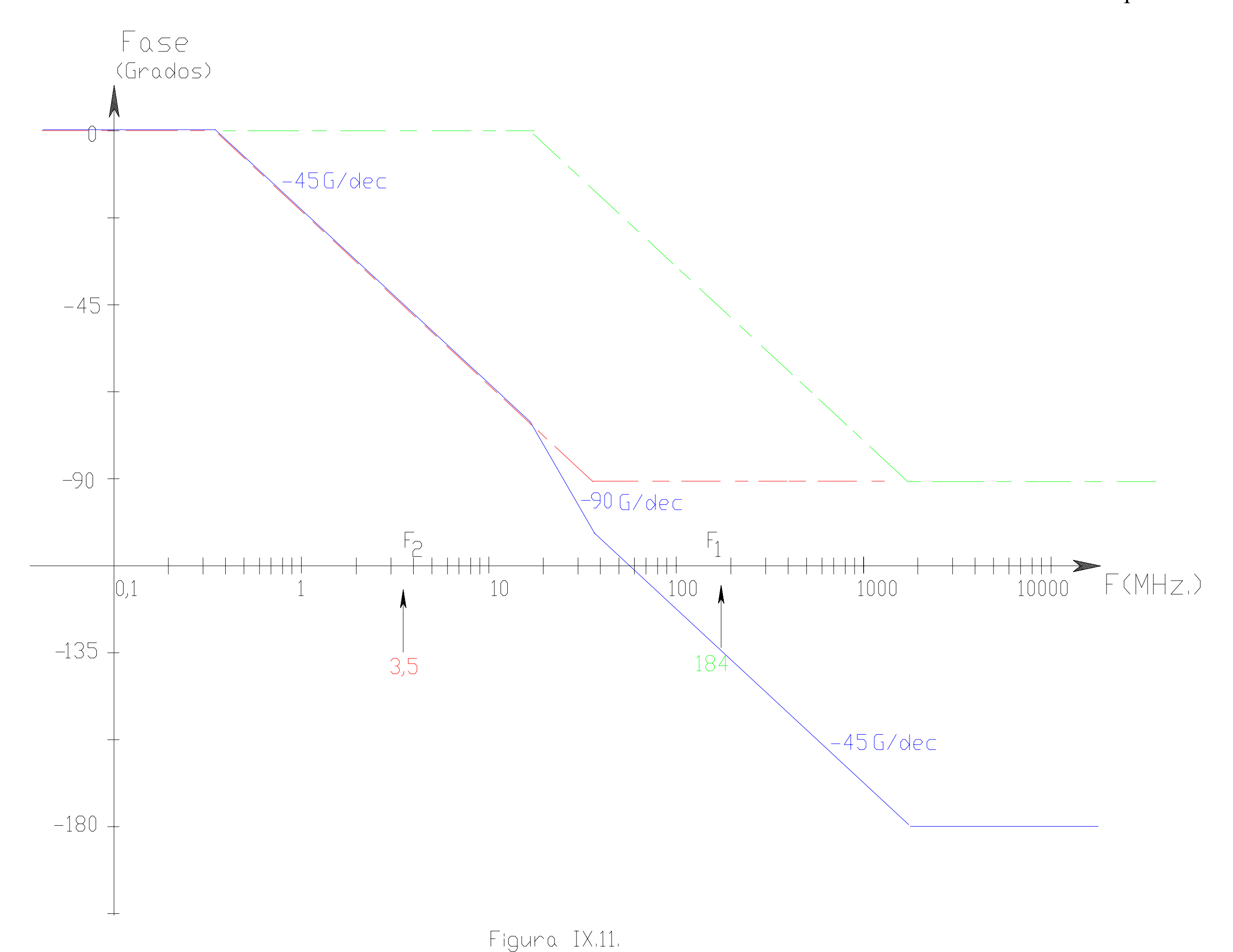


Figura IX.11.

frecuencias medias, hasta dicha frecuencia, el polo de alta frecuencia no introduce variación, pero entre una década antes y una década después de la frecuencia de dicho polo, se registra una componente de -45 º/década, de modo que podemos decir que una década por debajo su contribución es nula, a su frecuencia contribuye con -45º y una década más arriba de la frecuencia del polo su contribución final es de -90 º.

Así, en un caso como el analizado, en el que se observa la presencia de dos polos de alta frecuencia, una década por encima de la frecuencia del polo de mayor frecuencia, la contribución de fase de ambos es de -180 º, pudiendo apantallar en este rango de frecuencias la característica inversora o no inversora que la etapa amplificadora presenta a frecuencias medias.

IX.4.- DETERMINACIÓN DE LA FRECUENCIA DE CORTE SUPERIOR POR EL MÉTODO DE LAS CONSTANTES DE TIEMPO:

Veremos a continuación una metodología muy interesante que nos permite determinar el ancho de banda de un circuito amplificador o su frecuencia de corte superior cuando la etapa amplificadora posee una transferencia directa que en el rango de altas frecuencias se encuentra dominada por un polo. Este método se puede aplicar solo a partir del conocimiento o determinación del circuito equivalente de alta frecuencias del amplificador bajo estudio. Supongamos que se trate del circuito equivalente que corresponde al amplificador diferencial o a la etapa emisor común, tal como se transcribió en la figura IX.4.

Paralelamente debemos plantear la ecuación transferencia cuando la misma contiene un polo dominante:

$$A_{Va}(s) = \frac{K}{(s - p_2)} \qquad \text{(IX.29.)}$$

en consecuencia el problema se reduce a la determinación de la constante K y el polo dominante p_2 .

Por una parte la constante K la determinamos por el procedimiento del limite para s tendiendo a cero, ya sea sobre el circuito equivalente de la figura IX.4. como de la ecuación (IX.29.) recién planteada: Así, si en el circuito de la figura IX.4 hacemos tender s a cero el mismo se transforma en un circuito resistivo puro, para el cual ya se obtuvo su ganancia de tensión en reiteradas oportunidades y que ahora reiteramos:

$$A_{Va}(s=0) = A_{Vm}$$

mientras que para su segundo miembro:

$$\lim_{s \to 0} \left[\frac{K}{(s - p_2)} \right] = \frac{K}{-p_2}$$

por lo que igualando los dos segundos miembros resulta: $K = - A_{Vm} \;.\; p_2$

de modo que la ecuación (IX.26.) es también:

$$A_{Va}(s) = \frac{- A_{Vm} \;.\; p_2}{(s - p_2)} \qquad \text{(IX.29'.)}$$

Luego, para la determinación de la frecuencia del polo p_2 se procede a determinar las constantes de tiempo de descarga de los capacitores del circuito equivalente de la figura IX.4., suponiendo que cada uno de ellos actúa en forma independiente, esto es que cuando se determina la constante de tiempo de uno de ellos los restantes se comportan tal como lo hacían en el rango de frecuencias medias, es decir a circuito abierto. Para tal fin es recomendable redibujar los circuitos equivalentes de descarga de cada uno de los condensadores y posteriormente y a partir de ellos plantear las ecuaciones de las mismas. Hecho esto, se procede a sumar dichas constantes de tiempo y determinando su inversa se llega a la determinación de la pulsación de corte superior de la etapa:

$$\omega_2 = -p_2 = \frac{1}{(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)}$$

- Para τ_1 el circuito equivalente se indica en la figura XI.12.a. y a partir de allí obtenemos:

$\tau_1 = Ce \;.\; [r_{be} //(r_b + Rs)] = Ce \;.\; (r_{be} // R_1) = Ce \;.\; R_T$ (idéntico resultado a lo obtenido en la demostración matemática)

- Para τ_3 el circuito equivalente se indica en la figura XI.12.b. en razón de que nos hallamos en el proceso de determinar la constante de tiempo de descarga de Ccs este se encuentra previamente cargado y el circuito de excitación desactivado por lo que la tensión V en la entrada resulta nula y el generador de corriente de la salida se comporta como un circuito abierto. En consecuencia:

$$\tau_3 = Ccs \;.\; (r_c + R_d)] = Ccs \;.\; R_d'$$ (idéntico resultado a lo obtenido en la demostración matemática)

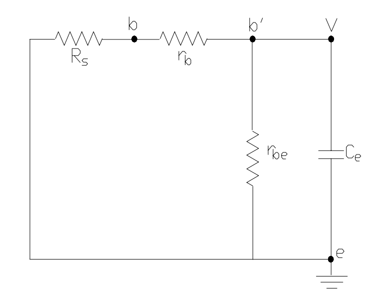


Figura IX.12.a.

Figura IX.12.b.

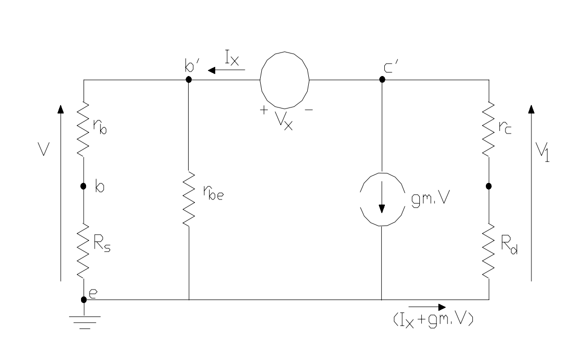


Figura IX.12.c.

- Para el estudio de la constante de tiempo de descarga de Cc, es decir τ_2 , estudiaremos la resistencia a través de la cual el mismo se descarga considerando el circuito equivalente de la figura X.12.c. En dicho circuito equivalente se ha considerado que a consecuencia de su carga entre bornes del condensador Cc aparece una diferencia de potencial Vx como resultado de la cual, tanto V como V_1 resultan no nulas. Así, determinando la corriente Ix que toma el resto del circuito, el cociente (Vx/Ix) nos proporciona el valor de la resistencia equivalente por donde Cc se descarga.

En dicho circuito:

$$V = Ix \, . \, [r_{be} \, // \, (r_b + Rs)]$$

$$Ix + gm \, . \, V = Ix \, . \, \{1 + gm \, . \, [r_{be} \, // \, (r_b + Rs)]\}$$

$$V_1 = - (Ix + gm \, . \, V) \, . \, R_d = - Ix \, . \, \{1 + gm \, . \, [r_{be} \, // \, (r_b + Rs)]\} \, . \, R_d$$

$$Vx = V - V_1 = Ix \, . \, [r_{be} \, // \, (r_b + Rs)] + Ix \, . \, \{1 + gm \, . \, [r_{be} \, // \, (r_b + Rs)]\} \, . \, R_d$$

$$Rx = \frac{Vx}{Ix} = R_T + R_d' + gm \, . \, R_T \, . \, R_d' = R_T \left(1 + \frac{R_d'}{R_T} + gm \, . \, R_d' \right)$$

y en consecuencia:

$$\tau_2 = Cc \, . \, Rx$$ (nuevamente resultado idéntico al obtenido en la parte matemática)

- Finalmente la frecuencia de corte superior de la etapa es:

$$F_2 = \frac{-p_2}{2 \, . \, \pi} = \frac{1}{2 \, . \, \pi \, . \, (\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)}$$

IX.5.- COMPORTAMIENTO EN ALTA FRECUENCIA DE UN AMPLIFICADOR BASE COMÚN:

Previo a analizar la etapa amplificadora reiteramos el convencimiento de que, tal como en otras oportunidades lo hemos dicho, el modelo incluido en la Figura IX.4 entre los terminales de b, e y c representa al transistor bipolar en alta frecuencia, independientemente de la configuración amplificadora en que se lo utilice, y ello a pesar de que los parámetros de los componentes que lo integran se deban medir con el transistor en emisor común. Así es que el mismo circuito equivalente convenientemente redibujado, tal como se indica en la figura IX.13., podrá representar al mismo transistor bipolar que ahora utilizaremos en la configuración base común:

Para una más fácil utilización, por una parte haremos uso de algunas relaciones de equivalencia y finalmente ciertas aproximaciones que normalmente no producen errores superiores a los derivados de la dispersión. En tal sentido y como se indica en el circuito equivalente de la figura IX.14. procedemos a desdoblar el generador controlado (gm . V) en dos generadores de igual magnitud y dispuestos de modo tal que las ecuaciones de primera ley de Kirchoff en los nodos de **c'**, **b'** y **e** no se modifique con respecto a aquellas que corresponden al circuito de la figura IX.13.

En el circuito de la figura IX.14. el generador (gm . V) controlado por la tensión V y situado entre los terminales de **e** y **b'**, tiene aplicado en sus extremos la misma tensión V de control, por lo que haciendo uso de la teoría de circuitos procedemos a sustituir dicho generador controlado por una conductancia de valor gm, tal que sometida entre sus extremos a la tensión V, origina una corriente a su través de igual valor (gm . V) al que imponía el generador controlado. En consecuencia, entre dichos terminales de **e** y **b'** el circuito se halla constituido por tres ramas en paralelo, además de la integrada por el condensador Ce, se tiene el paralelo de h_{ib} = (1/gm) y r_{be} que, dado sus valores de resistencia, siempre quedará dominado por la rama de h_{ib}. Lo cual nos lleva al circuito equivalente de la figura IX.15.

A partir de dicho circuito equivalente pasamos luego a otro menos exacto como resultado de suponer r_b = 0 y en el que aprovechamos para invertir los sentidos de referencia de la tensión V y del generador controlado

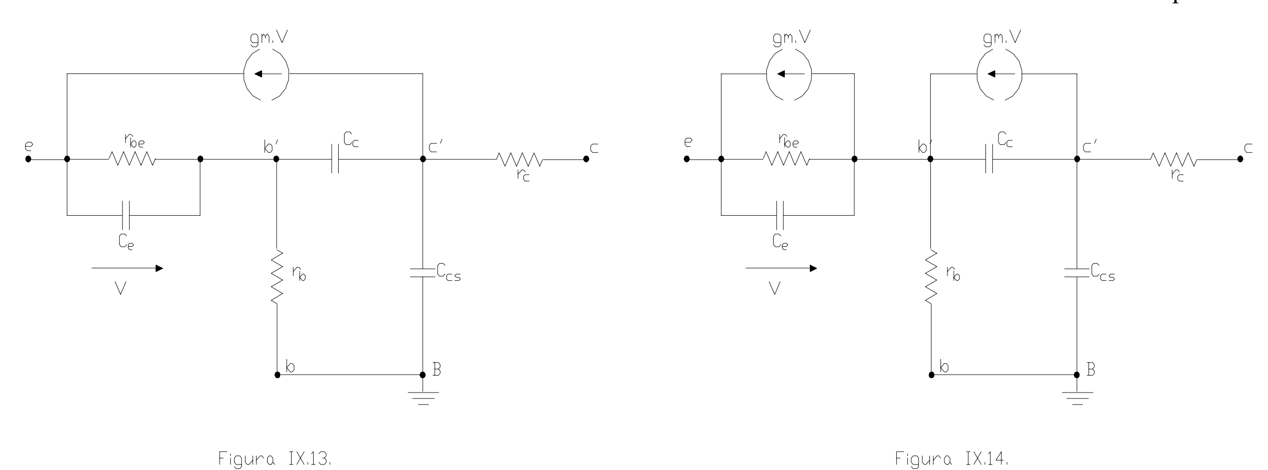


Figura IX.13.   Figura IX.14.

(gm . V) de la salida, obteniéndose el circuito equivalente del transistor bipolar en alta frecuencia apto para ser utilizado en la configuración base común, tal como se indica en la figura IX.16. y en el que C = Cc + Ccs.

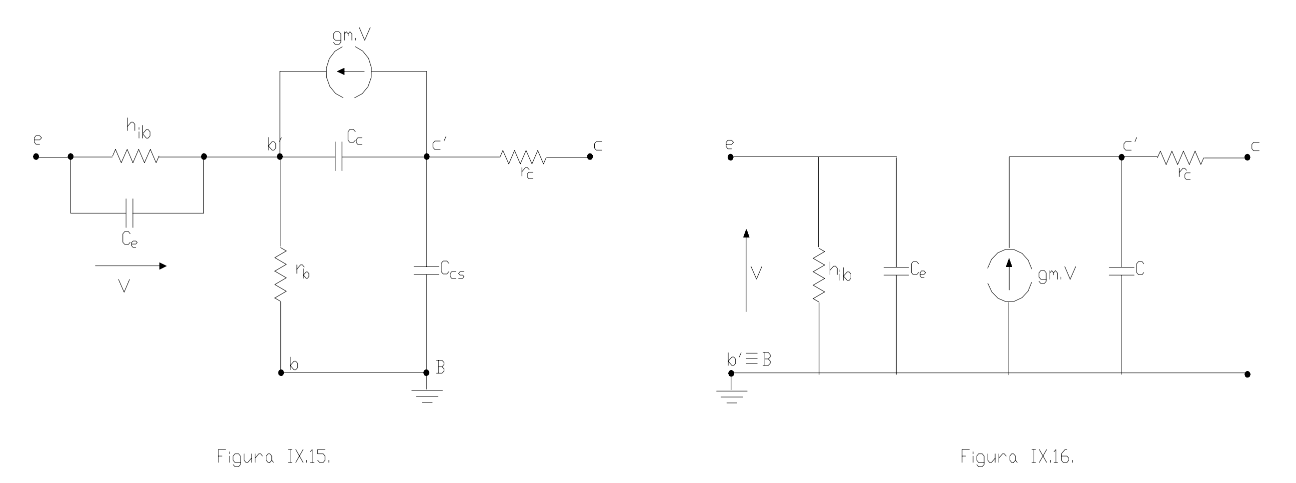


Figura IX.15.   Figura IX.16.

Hecho esto consideraremos ahora el comportamiento en frecuencias altas del circuito amplificador base común que se representa en la figura IX.17.

R_2 = 47 K□hm R_1 = 100 K□hm T:CA3046
R_L = 5 K□hm V_{CC} = 12 V R_E = 3,3 K□hm
R_s = 300 □hm R_C = 4,7 K□hm

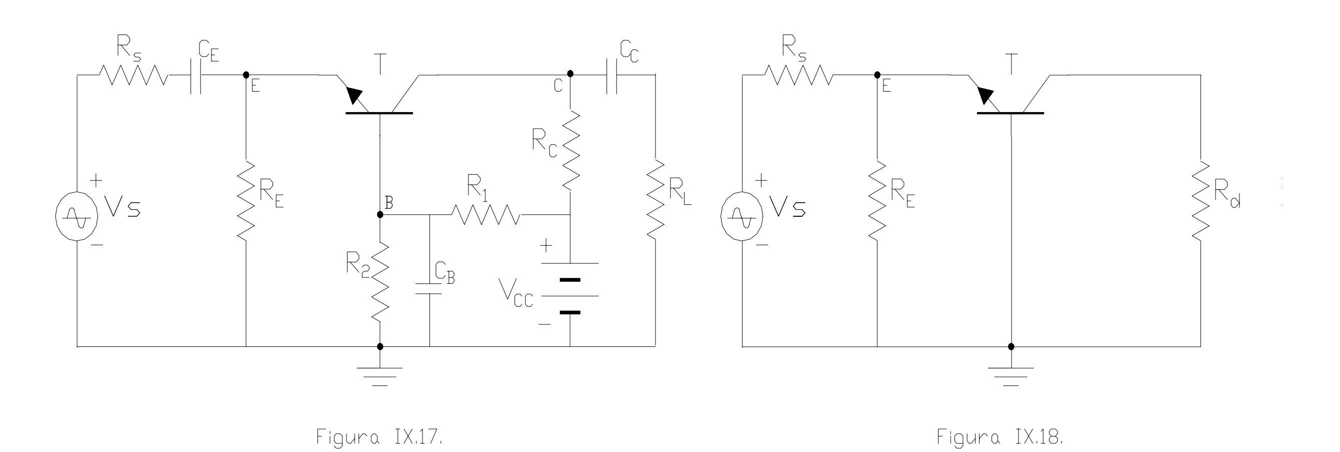


Figura IX.17.   Figura IX.18.

Para realizar el análisis a frecuencias medias y frecuencias altas y luego de asegurarnos una polarización adecuada del transistor bipolar como amplificador, consideramos que las reactancias capacitivas correspondientes a

los capacitores de acoplamiento y de "by pass" C_E , C_B y C_C se comportan como cortos circuitos de modo que el circuito equivalente dinámico a estudiar se indica en la figura IX.18. en donde hemos considerado que $R_d = (R_C // R_L)$.

En el rango de frecuencias medias incorporamos el modelo equivalente resistivo puro para el transistor bipolar obteniéndose un circuito similar al de la figura II.22. estudiado en el transcurso del Capítulo II. de este trabajo, y que se reproduce ahora en la figura IX.19. Para dicho circuito la transferencia directa de tensiones válida a frecuencias medias es:

$$A_{Vm} = \frac{Vo}{V} \quad (II.48'.) \quad ; \quad A_{Vm} = \frac{-h_{fe}\,.}{-h_{ie}}\,.\,R_d = gm\,.\,R_d \quad (II.49'.) \quad ; \quad A_{Vms} = A_{Vm}\,.\,\frac{Ri_A}{Ri_s} = gm\,.\,R_d\,.\,\frac{Ri_A}{Ri_s}$$

en donde: $Ri = h_{ib}$; $Ri_A = Ri//R_E = h_{ib} //R_E$ (II.47'.) ; $Ri_s = Rs + Ri_A$

Figura IX.19.

Figura IX.20.

La transferencia de tensión a frecuencias altas se determina a partir del circuito equivalente de la figura IX.20. En el, transformando el generador de tensión (Vs - Rs) por aplicación del Teorema de Norton y llamando $R = (Rs//R_E//h_{ib})$ se pasa a considerar el circuito equivalente de la figura IX.21.:

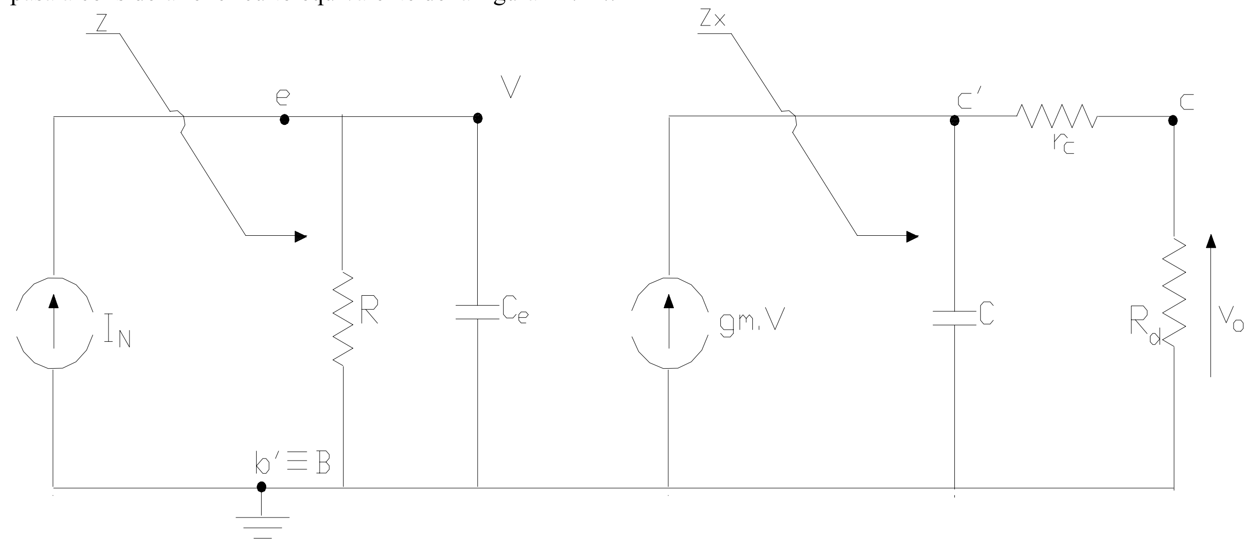


Figura IX.21.

A partir de este último circuito y con la definición de las impedancias Z y Zx como equivalente paralelo de una rama resistiva y otra capacitiva:

$$Z = \frac{R}{1 + s\,.\,Ce\,.\,R} \qquad Zx = \frac{R_d'}{1 + s\,.\,C\,.\,R_d'} \qquad \text{con} \qquad R_d' = r_c + R_d$$

y en consecuencia planteamos la ecuación transferencia:

$$A_{Va}(s) = \frac{Vo}{Vs} = \frac{Vo}{I_N \, . \, Rs} = \frac{Vo}{V} \, . \, \frac{V}{I_N \, . \, Rs} \qquad \text{(IX.30.)}$$

así, en la parte de salida:

$$\frac{Vo}{V} = gm \, . \, Zx \, . \, \frac{R_d}{R_d'} = gm \, . \, \frac{R_d'}{1 + s \, . \, C \, . \, R_d'} \, . \, \frac{R_d}{R_d'}$$

mientras que en la parte de entrada:

$$\frac{V}{I_N} = Z = \frac{R}{1 + s \, . \, Ce \, . \, R}$$

luego reemplazando en (IX.30.):

$$A_{Va}(s) = gm \, . \, R_d \, . \, \frac{R}{Rs} \, . \, \frac{1}{(1 + s \, . \, C \, . \, R_d') \, . \, (1 + s \, . \, Ce \, . \, R)}$$

en esta última, de acuerdo con la definición de $R = (Ri_A//Rs)$ y nuevamente interpretando a las constantes de tiempo, es decir nombrando a los productos $Ce \, . \, R = \tau_e$ y $C \, . \, R_d' = \tau_s$, dicha función transferencia contiene dos polos de alta frecuencia, uno correspondiente al circuito de entrada y otro al de salida, es decir:

$$p_e = -\frac{1}{\tau_e} = -\frac{1}{Ce \, . \, R} \qquad \text{y} \qquad p_s = -\frac{1}{\tau_s} = -\frac{1}{C \, . \, R_d'}$$

la misma puede ser expresada por:

$$A_{Va}(s) = gm \, . \, R_d \, . \, \frac{Ri_A}{Ri_s} \, . \, \frac{(-p_e) \, . \, (-p_s)}{(s - p_e) \, . \, (s - p_s)} \qquad \text{(IX.31.)}$$

Así como se planteó oportunamente con las funciones transferencias de las ecuaciones (IX.26.) y (IX.29.) para el caso en que las mismas contenían un cero y dos polos y un polo, respectivamente, ahora ya que nuestra función transferencia dispone de dos polos de alta frecuencia, es posible plantear que la misma se encuentra representada por la ecuación:

$$A_{Va}(s) = \frac{K_1}{(s - p_e) \, . \, (s - p_s)} \qquad \text{(IX.32.)}$$

en consecuencia la constante K_1 resulta ser:

$$A_{Va}(s{=}0) = A_{Vm}$$

mientras que para su segundo miembro:

$$\lim_{s \to 0} \left[\frac{K_1}{(s - p_e) \, . \, (s - p_s)} \right] = \frac{K_1}{(-p_e) \, . \, (-p_s)}$$

por lo que igualando los dos segundos miembros resulta: $K_1 = A_{Vm} \, . \, p_e \, . \, p_s$

de modo que la ecuación (IX.32.) es también:

$$A_{Va}(s) = \frac{A_{Vm} \, . \, p_e \, . \, p_s}{(s - p_e) \, . \, (s - p_s)} \qquad \text{(IX.32'.)}$$

En consecuencia, comparando los resultados obtenidos en las ecuaciones (IX.31.) y (IX.32'.) surge que:

$$A_{Vm} = gm \, . \, R_d \, . \, \frac{Ri_A}{Ri_s}$$

resultado éste que es totalmente coherente con lo obtenido en los análisis del Capítulo II según las expresiones (II.47'.), (II.48'.) y (II.49'.) que se han transcripto recientemente, con motivo del estudio del circuito equivalente de frecuencias medias incluido en la figura IX.19.

IX.5.1.- Ejemplo de verificación de la respuesta en alta frecuencia de una etapa base común:

En el circuito de la figura IX.17. se incluyeron los valores numéricos de los componentes del circuito amplificador base común cuyas características de polarización y de comportamiento en frecuencias medias fueron oportunamente estudiadas en el Capítulo II y que resumimos a continuación:

$$V_{BT} = 12 \cdot \frac{47}{100 + 47} = 3{,}84 \text{ V} \qquad R_{BT} = \frac{47 \cdot 100 \cdot 10^3}{100 + 47} = 31{,}97 \text{ KOhm}$$

$$I_{CQ} = \frac{3{,}84 - 0{,}7}{(3{,}3 + 0) \cdot 10^3} = 0{,}95 \text{ mA} \quad \text{recalculando con } h_{FE} = 100 \quad I_{CQ} = \frac{3{,}14}{(3{,}3 + 0{,}32) \cdot 10^3} = 0{,}87 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = 12 \text{ V} - 0{,}87 \cdot 10^{-3} \cdot (4{,}7 + 3{,}3) \cdot 10^3 = 5 \text{ V} \quad ; \quad V_{CT} = 12 \text{ V} - 0{,}87 \cdot 4{,}7 = 7{,}9 \text{ V}$$

$$V_{CB} = 7{,}9 - 3{,}84 = 4{,}06 \text{ V} \quad ; \quad V_{CS} = V_{CT} = 7{,}9 \text{ V}$$

La especificación del fabricante para este conjunto de transistores integrados es coincidente con la que correspondió al CA3086 ya analizado y asegura:

Collector-to-Base Capacitance C_{CBo} para $V_{CB} = 3$ V - $I_C = 0$: Cc = 0,58 pF
Collector-to-Substrate Capacitance C_{CIo} para $V_{CI} = 3$ V - $I_C = 0$: Ccs = 2,8 pF

Además, para $I_C = 1$ mA - $V_{CE} = 3$ V - f = 1 Khz. - $T_A = 25$ ºC :

$$h_{fe} = 110 \quad - \quad h_{ie} = 3{,}5 \cdot 10^3 = 3{,}5 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{oe} = 15{,}6 \cdot 10^{-6} \text{ (A/V)}$$

y para $I_{CQ} = 0{,}87$ mA se obtiene:

$$h_{fe} = 1 \cdot 110 = 110 \quad - \quad h_{ie} = 1{,}1 \cdot 3{,}5 \cdot 10^3 = 3{,}85 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{oe} = 0{,}9 \cdot 15{,}6 \cdot 10^{-6} = 14 \cdot 10^{-6} \quad \text{y} \quad r_o = 71 \text{ KOhm.}$$

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})} = \frac{3{,}85 \cdot 10^3}{111} = 34{,}7 \text{ Ohm} = Ri \qquad h_{fb} = \frac{h_{fe}}{(1 + h_{fe})} = \frac{110}{111} = 0{,}901$$

$Ri_A = Ri//R_E = h_{ib}//R_E$ y por los valores que adoptan ambas variables, normalmente $Ri_A = h_{ib} = 34{,}7$ Ohm

$$Ri_s = Rs + Ri_A = 300 + 34{,}7 = 334{,}7 \text{ Ohm}$$

$$Rd = R_C//R_L = \frac{4{,}7 \cdot 5 \cdot 10^3}{4{,}7 + 5} = 2{,}42 \text{ KOhm}$$

$$A_{Vm} = \frac{- h_{fe} \cdot}{- h_{ie}} \cdot R_d = gm \cdot R_d \qquad A_{Vm} = \frac{110}{3{,}85 \cdot 10^3} \cdot 2{,}42 \cdot 10^3 = 69{,}14$$

$$A_{Vms} = A_{Vm} \cdot \frac{Ri_A}{Ri_s} = 69{,}14 \cdot \frac{34{,}7}{334{,}7} = 7{,}17 = 17{,}11 \text{ dB}$$

$$R = \frac{Ri_A \cdot Rs}{Ri_A + Rs} = \frac{34{,}7 \cdot 300}{334{,}7} = 31 \text{ Ohm y estimando } r_c = 150 \text{ Ohm} \quad R_d' = r_c + R_d = (0{,}15 + 2{,}42) \cdot 10 = 2{,}57 \text{ KOhm}$$

Dado que las especificaciones de las capacidades C_{CB} y C_{CI} para este transistor son las mismas que para el CA3086 ya analizados empleamos los valores de referencia calculados para aquel, es decir:

$C_{Co} = 1{,}01\ pF$ y $C_{CSo} = 4{,}88\ pF$

por lo que para $V_{CB} = 4{,}06\ V$:

$$Cc = 1{,}01\ pF \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{4{,}06}{0{,}7}\right)^{1/3}} = 0{,}533\ pF$$

mientras que para $V_{CS} = 7{,}9\ V$

$$Ccs = 4{,}88\ pF \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{7{,}9}{0{,}7}\right)^{1/3}} = 2{,}115\ pF$$

Por otra parte de la curva de $F_T = f(I_C)$ que provee el fabricante, extraemos que para $I_{CQ1-2} = 0{,}87\ mA$ se obtiene una $F_T = 410\ Mhz$, con lo que aplicando la ecuación (IX.7.) se obtiene

:

$$Ce = \frac{gm}{\omega_T} - Cc = \frac{40 \cdot 0{,}87 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 410 \cdot 10^{6}} - 0{,}533\ pF = 13\ pF$$

$$\tau_e = Ce \cdot R = 13 \cdot 10^{-12} \cdot 31 = 0{,}4\ nseg$$

$$\tau_s = C \cdot R_d' = (0{,}533 + 2{,}115) \cdot 10^{-12} \cdot 2{,}57 \cdot 10^{3} = 6{,}8\ nseg.$$

$$p_e = -\frac{1}{\tau_e} = -\frac{1}{Ce \cdot R} = -\frac{10^9}{0{,}4} = -2500\ Mrad/seg \quad y \quad p_s = -\frac{1}{\tau_s} = -\frac{1}{C \cdot R_d'} = -\frac{10^9}{6{,}8} = -147\ Mrad/seg$$

cuyas frecuencias corresponden a:

$$F_e = \frac{2500 \cdot 10^6}{6{,}28} = 398\ Mhz \quad - \quad F_s = \frac{147 \cdot 10^6}{6{,}28} = 23{,}4\ MHz$$

Se observa nuevamente aquí la existencia de un polo dominante en 23,4 Mhz por lo que la frecuencia de corte de la etapa será impuesta por dicho polo. Si la comparamos con

$$F_\beta = \frac{F_T}{h_{fe}} = \frac{410\ MHz}{110} = 3{,}7\ MHz$$

se comprueba que el base común es capaz de proporcionar un ancho de banda superior a F_β a diferencia de lo que ocurre siempre con la etapa emisor común y que pudo verificarse con anterioridad.

IX.6.- RESPUESTA EN ALTA FRECUENCIA DE LA ETAPA COLECTOR COMÚN:

En este caso el circuito equivalente dinámico que pasaremos a estudiar se indica en la figura IX.22. mientras que si recordamos las definiciones de h_{ie} y de h_{fe}^* hechas con anterioridad se puede comprobar que si llamamos Z_{be} al paralelo de r_{be} con Ce, es decir:

$$Z_{be} = \frac{r_{be}}{1 + s \cdot r_{be} \cdot Ce}$$

resultara que $h_{fe}^* = gm \cdot Z_{be}$

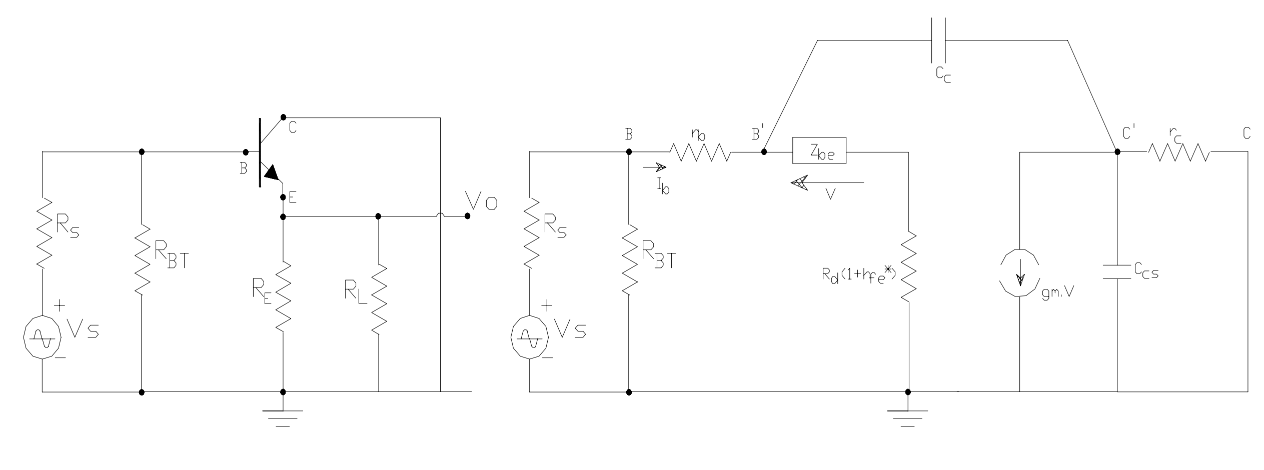


Figura IX.22. Figura IX.23.

En consecuencia, con estas interpretaciones para el circuito precedente se puede confeccionar un circuito equivalente para alta frecuencia ajustado al de la figura IX.23. En este último circuito consideraremos en primer lugar la impedancia total Z de la parte circuital comprendida entre el nodo B' y tierra, es decir la asociación serie de Z_{be} y $R_d \, . \, (1 + h_{fe}^{*})$:

$$Z = Z_{be} + R_d + R_d \, . \, h_{fe}^{*} = Z_{be} + R_d + gm \, . \, Z_{be} \, . \, R_d \qquad \text{es decir:}$$

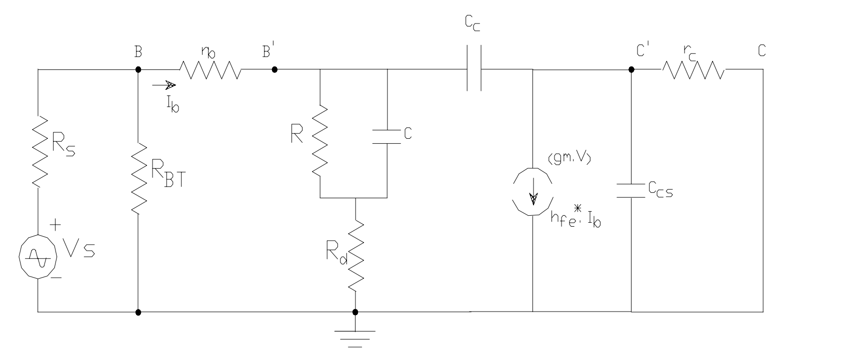
$$Z = Z_{be} \, . \, (1 + gm \, . \, R_d) + R_d \qquad \text{y con} \qquad K = (1 + gm \, . \, R_d)$$

$$Z = K \, . \, Z_{be} + R_d$$

con lo que reemplazando a Z_{be} :

$$Z = \frac{K \, . \, r_{be}}{1 + s \, . \, r_{be} \, . \, Ce} + R_d = \frac{K \, . \, r_{be}}{1 + s \, . \, K \, . \, r_{be} \, . \, (Ce/K)} + R_d$$

con lo que a esta impedancia Z se la puede considerar como una asociación serie de R_d con el paralelo de un resistor $R = K \, . \, r_{be}$ y un capacitor $C = (Ce/K)$ por lo que se puede pasar a considerar un nuevo circuito equivalente tal como se lo indica en la figura IX.24.



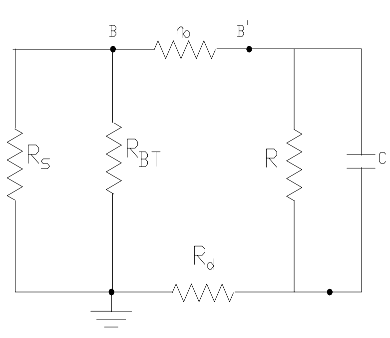


Figura IX.24. Figura IX.25.

En este último circuito por necesidad, se reemplazó el generador controlado gm . V en función del indicado, ya que:

$$gm \, . \, V = h_{fe}^{*} \, . \, I_b$$

A partir del circuito hallado aplicaremos el procedimiento de la sumatoria de las constantes de tiempo para determinar el comportamiento de alta frecuencia de la etapa amplificadora colector común que se encuentra bajo

estudio, es decir que nos abocaremos al hallazgo de uno de los polos ubicados en alta frecuencia que dispone este amplificador, el más bajo en frecuencia y si el mismo a su vez fuera dominante su frecuencia de ubicación nos proporcionaría la frecuencia superior de la etapa. El inconveniente al utilizar este método en esta configuración es que a priori no se puede asegurar que la transferencia en alta frecuencia de la misma realmente disponga de un polo dominante por lo que de no ser así el error que estaremos cometiendo será considerable.

En tal sentido, en primer lugar consideramos al condensador C, suponiendo que los dos restantes se comportan como sendos circuitos abiertos, y considerándolo cargado procedemos a determinar la resistencia sobre la cual el mismo se descarga. Para ello el circuito equivalente de la figura IX.25. es de utilidad. En consecuencia, llamando:

$$Rs' = Rs // R_{BT} \qquad R_1' = Rs' + r_b + R_d \qquad y \qquad R_1 = R // R_1'$$

en consecuencia, la constante de tiempo de descarga de C es: $\tau_1 = R_1 \ . \ C$

Cabe señalar que el término R_d en la expresión de R_1' quedó incluida en el circuito debido al 1 que suma a la ganancia h_{fe} , que (sobre todo cuando las R_s son grandes) se puede seguir despreciando como se hacía en el rango de frecuencias medias y solo tendrá influencia cuando R_s y por lo tanto R_s' son pequeñas.

En segundo término consideraremos al condensador Ccs. Al abrir el condensador C y haber desexcitado previamente, resulta $I_b = 0$ y por lo tanto el generador controlado $h_{fe} . I_b$ se comporta como un circuito abierto por lo que el circuito a analizar queda conformado simplemente como se indica en la figura IX.26.a. por lo que la constante de tiempo de descarga del capacitor Ccs. Resultará:

$$\tau_3 = r_c \ . \ Ccs$$

cuyo resultado numérico es normalmente mucho más pequeño y por lo tanto despreciable frente a las demás constantes de tiempo.

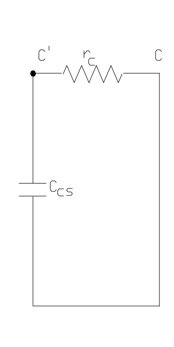


Figura IX.26.a.

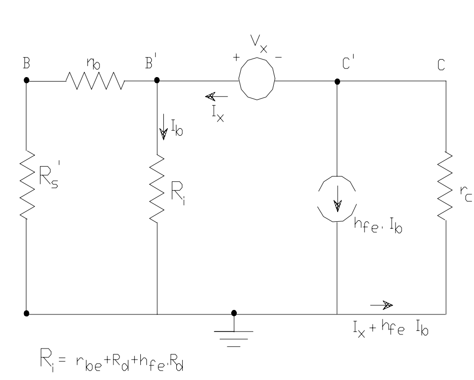


Figura IX.26.b.

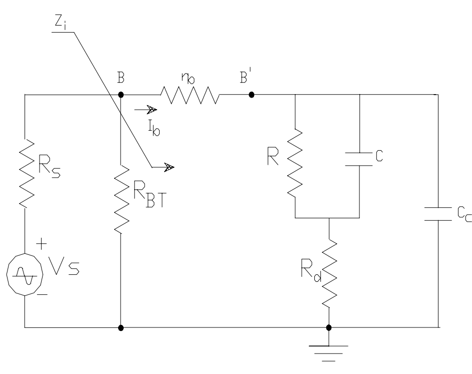


Figura IX.27.

Por último, pasamos a estudiar la influencia de Cc y para estudiar su constante de descarga en el circuito equivalente correspondiente, es decir desexcitando y abriendo el resto de los capacitores, reemplazamos a Cc por un generador de tensión V_x, tal como se indica en el circuito equivalente de descarga indicado en la figura IX.26.b. En dicho circuito dado que Ce es un circuito abierto en la entrada del circuito se tiene R_i en lugar de Z_i y la ganancia h_{fe}^* vuelve a ser la h_{fe} . Para relacionar V_x e I_x pasamos a determinar las diferencias de potencial V_1 y V_2.

$$V_1 = I_x \ . \ [R_i // (r_b + R_s')] \qquad ; \qquad V_2 = - (I_x + h_{fe} . I_b) \ . \ r_c$$

mientras que en la entrada:

$$I_b = I_x \ . \ \frac{r_b + R_s'}{r_b + R_s' + R_i}$$ por lo que reemplazando en la expresión de V_2

$$V_2 = - I_x \ . \ r_c - I_x \ . \ \frac{r_b + R_s'}{r_b + R_s' + R_i} \ . \ h_{fe} \ . \ r_c$$

en consecuencia:

$$V_x = V_1 - V_2 = I_x \ . \ [R_i // (r_b + R_s')] + I_x \ . \ r_c + I_x \ . \ \frac{r_b + R_s'}{r_b + R_s' + R_i} \ . \ h_{fe} \ . \ r_c$$

$$R_x = [R_i // (r_b + R_s')] + r_c \ . \ [1 + \frac{(r_b + R_s') \ . \ h_{fe}}{r_b + R_s' + R_i}] \qquad (IX.33.)$$

con lo que finalmente:

$$\tau_2 = Cc \ . \ R_x$$

Dado que r_c es pequeña, la mayoría de las veces el término dependiente de r_c en la ecuación (IX.33.) se torna despreciable, dependiendo ello nuevamente del nivel de la resistencia R_s .

En síntesis, tal como el método de las constante de tiempo lo establece, la frecuencia de corte superior de la etapa bajo estudio, suponiendo la presencia de polo dominante es:

$$F_h = \frac{1}{2 \ . \ \pi \ . \ (\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)} \qquad (IX.34.)$$

Analizaremos seguidamente la dependencia con la frecuencia de la impedancia de entrada de esta etapa colector común. A tal efecto partimos del circuito de la figura IX.27. en el que por lo recién dicho estamos despreciando a r_c . Suponiendo además despreciable el efecto de R_d derivado del $(h_{fe} + 1)$, dicha impedancia de entrada resulta ser:

$$Z_i = \frac{R}{1 + s \ . \ R \ . \ (C + Cc)} + r_b$$

En esta expresión se observa una constante de tiempo R . (C + Cc) que llamaremos τ_i de manera que la impedancia de entrada se podrá expresar según

$$Z_i = \frac{R}{1 + s \ . \ \tau_i} + r_b \quad \text{con lo que reemplazando} \quad s = j\omega \quad \text{y} \quad \omega_i = \frac{1}{\tau_i}$$

con lo que:

$$Z_i = \frac{R}{1 + j \ (F / F_i)} + r_b \quad \text{de manera que para } F << F_i \qquad Z_i = R + r_b = h_{ie} + h_{fe} \ . \ R_d = R_i$$

es decir coincidente con el resultado obtenido para el rango de frecuencias medias, es decir una característica de alta resistencia de entrada. Vemos ahora que a medida que aumenta la frecuencia, en el rango de frecuencias altas se agrega una parte reactiva y que dicha impedancia disminuye con el aumento de la frecuencia (se pierde paulatinamente la característica de alta resistencia de entrada o característica separadora). Particularmente a la frecuencia $F = F_i$ el módulo de dicha impedancia cae al 70 % del valor que en frecuencias medias posee R_i por lo que a dicha frecuencia se la puede interpretar como una frecuencia de corte para la resistencia de entrada del colector común, debiéndose notar que al ser:

$$F_i = \frac{1}{2 \ . \ \pi \ . \ \tau_i} \qquad (IX.35.)$$

toda vez que la constante τ_i resulta ser mucho mayor que la suma (dado el valor de R y (C+Cc) en comparación con las otras tres) esta etapa amplificadora a medida que aumenta la frecuencia primero pierde la característica de alta resistencia de entrada y luego pierde la característica seguidora de la transferencia de tensión.

En términos de

$$A_{Vas} = A_{Va} \cdot \frac{Ri_A}{Ri_A + Rs}$$

esta transferencia disminuirá con la frecuencia debido al polo de A_{Va} ubicado en la frecuencia F_h y también debido al polo de R_{iA} de frecuencia F_i.

Puede demostrarse asimismo que la impedancia de salida Zo a medida que crece la frecuencia aumenta debido a la presencia de un cero en la frecuencia:

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (Rs // R_{BT} // r_{be}) \cdot (Ce + Cc)} \qquad \text{o sea que } Zo = Ro \cdot [1 + j\,(F/F_o)] \qquad (IX.36.)$$

con lo que nuevamente, a medida que la frecuencia aumenta la etapa amplificadora colector común va perdiendo su característica de baja resistencia de salida desde el valor

$$Ro = h_{ib} + \frac{(Rs // R_{BT})}{h_{fe}}$$

válido para frecuencias medias, hasta valores superiores dados por la ecuación (IX.36.) precedente.

IX.7.- FRECUENCIA DE CORTE SUPERIOR DE SISTEMAS CON POLOS MÚLTIPLES:

De acuerdo con los estudios precedentes, el análisis exacto del comportamiento en alta frecuencia de cualquiera de los etapas amplificadoras implica la consideración de más de un polo.

Una situación similar se presentaría al analizar el comportamiento en alta frecuencia de sistemas multietapas en donde cada una de las etapas integrantes se estaría caracterizando a través de su propia frecuencia de corte superior individual. Tal como ya se hizo en el caso de un monoetapa se trataría de individualizar la presencia de un polo ubicado en una frecuencia mucho más baja que los restantes de modo de considerarlo como polo dominante de la respuesta en frecuencia del sistema multietapa.

Por una parte estudiaremos los errores que se cometen al considerar que la frecuencia de un polo supuestamente dominante o lo que es lo mismo que la primer quebradura de un diagrama de Bode impone la frecuencia de corte superior del sistema. Es indudable que dicho error dependerá del grado de separación (en términos de frecuencias) entre dicho polo al que se le atribuyen características de dominante y los restantes.

Posteriormente también nos ocuparemos del caso en que por ejemplo en un sistema multietapas se tengan "n" etapas todas iguales, es decir con la misma frecuencia de corte superior individual, y se desea determinar la frecuencia de corte superior de dicho sistema.

En los ejemplos numéricos resueltos los resultados obtenidos fueron:

a) caso del emisor común:

-Polo $p_2 = -\omega_2 = -21{,}7$ Mrad/seg. es decir ubicado en la frecuencia $F_2 = 3{,}45$ MHz.

-Polo $p_1 = -\omega_1 = -1.153{,}6$ Mrad/seg. y por lo tanto ubicado en la frecuencia $F_1 = 183{,}7$ MHz.

-La separación entre ambos llega a ser superior a 53 veces, es decir $F_1 > 53 \cdot F_2$

b) caso del base común:

-Polo $p_s = -\omega_s = -147$ Mrad/seg. es decir ubicado en la frecuencia $F_s = 23{,}4$ MHz.

-Polo $p_e = -\omega_e = = -2500$ Mrad/seg. y por lo tanto ubicado en la frecuencia $F_e = 398$ Mhz..

-La separación entre ambos llega a ser superior a 17 veces, es decir $F_e > 17 \cdot F_s$

En ambos casos la separación es tal que el error cometido al suponer la frecuencia de corte coincidente con la del polo ubicado más abajo en frecuencia es totalmente despreciable. Seguidamente consideraremos separaciones menores entre dos polos y para tal fin observamos que la parte del módulo de la transferencia de que trata la expresión (IX.27.), planteada para la frecuencia de corte superior F_{cs} resulta ser:

$$/A_{Va}(jF_{cs})/ = \frac{/A_{Vm}/}{\left(1^2 + \dfrac{F_{cs}^2}{F_1^2}\right)^{1/2} \cdot \left(1^2 + \dfrac{F_{cs}^2}{F_2^2}\right)^{1/2}} = \frac{/A_{Vm}/}{(2)^{1/2}}$$

lo cual significa que:

$$\left(1^2 + \frac{F_{cs}^2}{F_1^2}\right) \cdot \left(1^2 + \frac{F_{cs}^2}{F_2^2}\right) = 2 \qquad \text{(IX.37.)}$$

c) caso en que $F_2 = 10 \, F_1$:

- En el segundo término del primer miembro de la ecuación (IX.37.) supondremos que la frecuencia de corte superior de la etapa coincide con la frecuencia del polo p_1 que por lo tanto consideramos como polo dominante, mientras que reemplazamos a F_2 como 10 veces la frecuencia de dicho polo dominante, es decir:

$$F_{cs} = F_1 = F_d \qquad \text{y} \qquad F_2 = 10 \, F_d$$

con lo que la (IX.37.) queda:

$$\left(1^2 + \frac{F_{cs}^2}{F_d^2}\right) \cdot \left(1^2 + \frac{F_d^2}{10^2 \cdot F_d^2}\right) = 2 \qquad \text{o sea:} \qquad \left(1^2 + \frac{F_{cs}^2}{F_d^2}\right) = \frac{2}{1{,}01}$$

$$F_{cs} = F_d \cdot \left(\frac{2}{1{,}01} - 1\right)^{1/2} = 0{,}99 \cdot F_d$$

- La conclusión es que si se supone que la frecuencia de un polo dominante es coincidente con la frecuencia superior cuando este polo esta separado del restante en una relación de 10 veces, se comete un error de tan solo el 1 % en exceso.

d) caso en que $F_2 = 4 \, F_1$:

- Siguiendo un proceso similar al anterior:

$$F_{cs} = F_1 = F_d \qquad \text{y} \qquad F_2 = 4 \, F_d$$

con lo que la (IX.37.) queda:

$$\left(1^2 + \frac{F_{cs}^2}{F_d^2}\right) \cdot \left(1^2 + \frac{F_d^2}{4^2 \cdot F_d^2}\right) = 2 \qquad \text{o sea:} \qquad \left(1^2 + \frac{F_{cs}^2}{F_d^2}\right) = \frac{2}{1{,}0625}$$

$$F_{cs} = F_d \cdot \left(\frac{2}{1{,}0625} - 1\right)^{1/2} = 0{,}94 \cdot F_d$$

- La conclusión es que si se supone que la frecuencia de un polo dominante es coincidente con la frecuencia superior cuando este polo esta separado del restante en una relación de 4 veces, se comete un error del 6 % en exceso.

e) caso en que $F_2 = 2 \ F_1$:

- Nuevamente:

$$F_{cs} = F_1 = F_d \qquad y \qquad F_2 = 2 \ F_d$$

con lo que la (IX.37.) queda:

$$(1^2 + \frac{F_{cs}^2}{F_d^2}) \ . \ (1^2 + \frac{F_d^2}{2^2 \ . \ F_d^2}) = 2 \qquad \text{o sea:} \qquad (1^2 + \frac{F_{cs}^2}{F_d^2}) = \frac{2}{1,25}$$

$$F_{cs} = F_d \ . \ (\frac{2}{1,25} - 1)^{1/2} = 0,77 \ . \ F_d$$

- La conclusión es que si se supone que la frecuencia de un polo dominante es coincidente con la frecuencia superior cuando este polo esta separado del restante en una relación de 4 veces, se comete un error del 23 % en exceso.

Si bien la magnitud de estos errores están dentro de lo que normalmente acostumbramos a tolerar (salvo para el caso de una separación de tan solo dos veces), lo crítico es que sabemos que son errores que dan como resultado la determinación de una frecuencia de corte superior mas alta de lo que en la realidad es (por exceso). Esta característica nos impulsa a considerar otra modalidad consistente en evaluar la frecuencia de corte superior, para el caso de polos no suficientemente separados, calculando la inversa de la sumatoria de las constantes de tiempo de cada polo, es decir:

$$\tau_1 = \frac{1}{2 \ . \ \pi \ . \ F_1} \qquad ; \qquad \tau_2 = \frac{1}{2 \ . \ \pi \ . \ F_2}$$

$$F_{cs} = \frac{1}{2 \ . \ \pi \ . \ (\tau_1 + \tau_2)} \qquad \text{(IX.38.)}$$

Entonces para los mismos casos puntuales en que anteriormente determinamos los errores cometidos al suponer polo dominante se tiene:

c') caso en que $F_2 = 10 \ F_1$:

$$\tau_1 = \frac{1}{2 \ . \ \pi \ . \ F_1} \qquad ; \qquad \tau_2 = \frac{1}{2 \ . \ \pi \ . \ 10 \ . \ F_1} = 0,1 \ . \ \tau_1$$

$$F_{cs} = \frac{1}{2 \ . \ \pi \ . \ (\tau_1 + \tau_2)} = \frac{1}{2 \ . \ \pi \ . \ 1,1 \ . \ \tau_1} = 0,91 \ . \ F_1$$

y como el resultado verdadero fue de $0,99 \ F_1$ se ve que estaríamos cometiendo un 8 % de error en defecto.

d') caso en que $F_2 = 4 \ F_1$:

$$\tau_1 = \frac{1}{2 \ . \ \pi \ . \ F_1} \qquad ; \qquad \tau_2 = \frac{1}{2 \ . \ \pi \ . \ 4 \ . \ F_1} = 0,25. \ \tau_1$$

1 1

$$F_{cs} = \frac{}{2 \,.\, \pi \,.\, (\tau_1 + \tau_2)} = \frac{}{2 \,.\, \pi \,.\, 1{,}25 \,.\, \tau_1} = 0{,}8 \,.\, F_1$$

y como el resultado verdadero fue de 0,94 F_1 se ve que estaríamos cometiendo un 14 % de error en defecto.

e') caso en que $F_2 = 2\ F_1$:

$$\tau_1 = \frac{1}{2 \,.\, \pi \,.\, F_1} \quad ; \quad \tau_2 = \frac{1}{2 \,.\, \pi \,.\, 2 \,.\, F_1} = 0{,}5 \,.\, \tau_1$$

$$F_{cs} = \frac{1}{2 \,.\, \pi \,.\, (\tau_1 + \tau_2)} = \frac{1}{2 \,.\, \pi \,.\, 1{,}5 \,.\, \tau_1} = 0{,}67 .\ F_1$$

y como el resultado verdadero fue de 0,77 F_1 se ve que estaríamos cometiendo un 10 % de error en defecto.

Como conclusión respecto del análisis precedente se deduce que para el caso de polos cercanos entre sí es recomendable determinar la frecuencia de corte superior mediante la sumatoria de las constantes de tiempo según la expresión (IX.38.) ya que los errores cometidos son en defecto.

Ahora bien, en el caso límite en que se trate de "n" polos coincidentes:

$$F_1 = F_2 = \,........ = F_n = F_i$$

con lo que la (IX.37.) queda:

$$\left(1^2 + \frac{F_{cs}^2}{F_i^2}\right) \,.\, ...(n\ veces)........ \left(1^2 + \frac{F_{cs}^2}{F_i^2}\right) = 2 \qquad \text{o sea:} \quad \left(1^2 + \frac{F_{cs}^2}{F_i^2}\right)^n = 2$$

$$F_{cs} = F_i \,.\, [(2)^{1/n} - 1]^{1/2} \qquad \text{(IX.39.)}$$

de tal manera que para distintos valores de n se tiene que:

n =	1	2	3	4	5
F_{cs} =	F_i	0,64 . F_i	0,51 . F_i	0,43 . F_i	0,38 . F_i

es decir que para incrementar la ganancia a medida que se agregan en cascada etapas iguales el ancho de banda del sistema se va reduciendo.

IX.8.- COMPORTAMIENTO EN BAJAS FRECUENCIAS DE UNA ETAPA EMISOR COMÚN CON ACOPLAMIENTO A R-C:

En la figura IX.1. para el rango de bajas frecuencias (por debajo de F_1) se puede observar una caída en la ganancia de tensión la que resulta de la acción de las reactancias capacitivas de los condensadores de acoplamiento de paso. Quiere decir que dicha curva de respuesta en frecuencia corresponde típicamente a circuitos amplificadores con acoplamiento de alterna a R-C.

En cambio las etapas amplificadoras del tipo diferencial con acoplamiento directo y en general todas aquellas etapas amplificadoras inherentes a la electrónica lineal de las circuitos integrados tales como las estudiadas en el Capítulo V presentan una ganancia aproximadamente constante (A_{Vm}) hasta la frecuencia cero debido a que emplean con exclusividad el acoplamiento directo, por lo que para ellas no se justifica el análisis que haremos seguidamente y que por lo tanto será solamente aplicable para aquellas mencionadas en el párrafo anterior.

A título de ejemplo tomaremos la etapa emisor común con acoplamiento a R-C que se indica en la figura IX.28. como circuito equivalente dinámico de la etapa amplificadora, válido para el rango de bajas frecuencias. Debemos considerar que la reactancia del condensador Ci, es decir X_{Ci} , en bajas frecuencias toma valores

apreciables (ya no puede suponerse un corto circuito como lo hacíamos a frecuencias medias) y al quedar conectada en serie con Rs produce sobre la ganancia un efecto similar a un aumento de dicha resistencia, es decir una disminución por debajo del valor que la misma posee en frecuencias medias.

Al mismo tiempo la reactancia X_{CE} a medida que baja la frecuencia va tomando valores cada vez más comparables o similares a la resistencia R_E y por lo tanto el terminal de emisor deja de hallarse directamente conectado a masa, sobre el mismo aparece una impedancia de valor:

$$Z_E = \frac{R_E}{1 + s \cdot C_E \cdot R_E} \qquad (IX.37.)$$

que produce sobre la ganancia de tensión, un efecto similar al del circuito con Re sin puentear comparado con el emisor común, es decir nuevamente una disminución en dicha ganancia.

Con la finalidad de estudiar dichos efectos y partiendo del circuito de la figura IX.28., reemplazando al transistor por su modelo híbrido aproximado resistivo puro pasaremos a estudiar el circuito equivalente indicado en la figura IX.29. en el que por razones de simplicidad de estudio consideraremos R_{BT} lo suficientemente grande para poder ignorar su

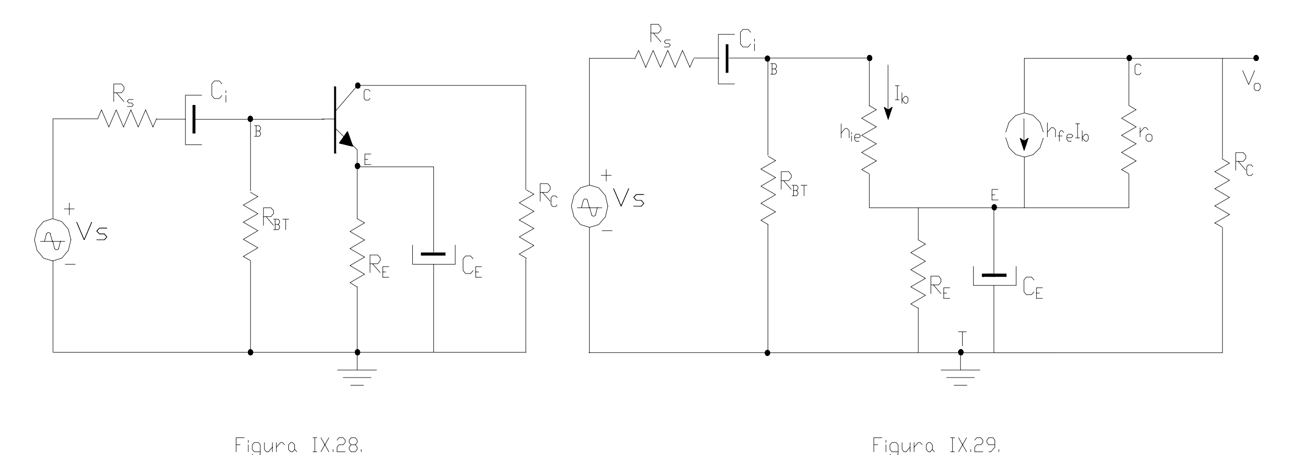


Figura IX.28. Figura IX.29.

carga en el circuito de entrada. Asimismo si desdoblamos el generador controlado $h_{fe} \cdot I_b$ y absorbemos el correspondiente de entrada, modificando el nivel de Z_E , es posible pasar a otro circuito equivalente al anterior tal como el que se indica en la figura IX.30.

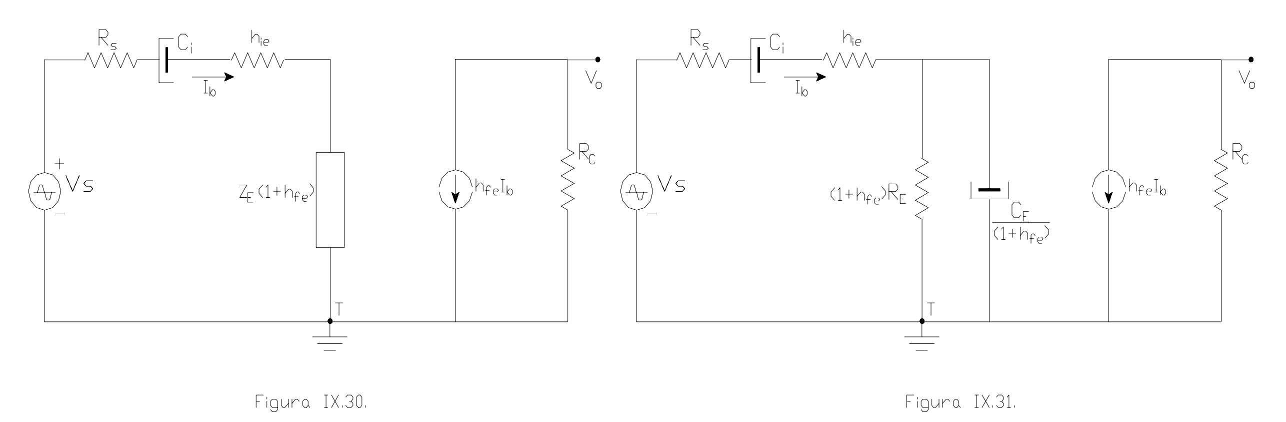


Figura IX.30. Figura IX.31.

En este nuevo circuito se ha considerado que $r_o >> R_C$. Además, en el mismo se verifica que la impedancia $Z_E \cdot (1+h_{fe})$ puede ser representada circuitalmente mediante el paralelo de la resistencia $R_E \cdot (1+h_{fe})$ y el condensador $[C_E /(1+h_{fe})]$ dado que dan como resultado una impedancia de valor:

$R_E \cdot (1+h_{fe}) \qquad\qquad R_E \cdot (1+h_{fe})$

$$Z_E = \frac{}{1 + s \,.\, R_E \,.\, (1+h_{fe}) \,.\, \dfrac{C_E}{(1+h_{fe})}} = \frac{}{1 + s \,.\, C_E \,.\, R_E} = Z_E \,.\, (1+h_{fe}) \qquad \text{(IX.38.)}$$

lo que nos lleva al circuito equivalente de la figura IX.31. en donde llamaremos $R_1 = R_s + h_{ie}$

En lo que sigue despreciaremos 1 frente a h_{fe} y plantearemos el cociente entre la tensión de salida Vo y la de entrada Vs y dado que tal planteo lo llevamos a cabo sobre el circuito equivalente de baja frecuencia la transferencia resultante será valida para aquel rango de frecuencias, es decir:

$$A_{Vb}\ (s) = \frac{Vo}{Vs}$$

De la parte de salida del circuito de la figura IX.31.:

$$Vo = - h_{fe} \,.\, I_b \,.\, R_C$$

mientras que de la entrada:

$$I_b = \frac{Vs}{R_1 + X_{Ci} + h_{fe} \,.\, Z_E}$$

reemplazando en la ganancia:

$$A_{Vb}\ (s) = \frac{- h_{fe} \,.\, R_C}{R_1 + \dfrac{1}{s \,.\, C_i} + \dfrac{h_{fe} \,.\, R_E}{1 + s \,.\, C_E \,.\, R_E}} = \frac{- h_{fe} \,.\, R_C}{\dfrac{1 + s \,.\, R_1 \,.\, C_i}{s \,.\, C_i} + \dfrac{h_{fe} \,.\, R_E}{1 + s \,.\, C_E \,.\, R_E}}$$

sacando común denominador en el denominador y operando matemáticamente:

$$A_{Vb}\ (s) = \frac{- h_{fe} \,.\, R_C \,.\, s \,.\, C_i \,.\, (1 + s \,.\, C_E \,.\, R_E)}{(1 + s \,.\, R_1 \,.\, C_i) \,.\, (1 + s \,.\, C_E \,.\, R_E) + s \,.\, C_i \,.\, h_{fe} \,.\, R_E}$$

$$A_{Vb}\ (s) = \frac{- h_{fe} \,.\, R_C \,.\, s \,.\, C_i \,.\, C_E \,.\, R_E \,.\, \left(s + \dfrac{1}{C_E \,.\, R_E} \right)}{s^2 \,.\, (R_1 \,.\, C_i \,.\, C_E \,.\, R_E) + s \,.\, (C_E \,.\, R_E + R_1 \,.\, C_i + C_i \,.\, h_{fe} \,.\, R_E) + 1}$$

dividiendo numerador y denominador por $(R_1 \,.\, C_i \,.\, C_E \,.\, R_E)$:

$$A_{Vb}\ (s) = \frac{\dfrac{- h_{fe} \,.\, R_C}{R_s + h_{ie}} \,.\, s \,.\, \left(s + \dfrac{1}{C_E \,.\, R_E} \right)}{s^2 + s \,.\, \left(\dfrac{1}{R_1 \,.\, C_i} + \dfrac{1}{C_E \,.\, R_E} + \dfrac{h_{fe}}{R_1 \,.\, C_E} \right) + \dfrac{1}{(R_1 \,.\, C_i \,.\, C_E \,.\, R_E)}}$$

en esta última expresión:

$- h_{fe} \,.\, R_C$ 1 h_{fe} 1

$$A_{Vm} = \frac{\quad}{R_s + h_{ie}} \qquad \text{con } R_2 = R_E \,//\, (R_1 / h_{fe}) \qquad \frac{\quad}{C_E \cdot R_E} + \frac{\quad}{R_1 \cdot C_E} = \frac{\quad}{R_2 \cdot C_E}$$

en consecuencia:

$$A_{Vb}(s) = \frac{A_{Vm} \cdot s \cdot \left(s + \dfrac{1}{C_E \cdot R_E} \right)}{s^2 + s \cdot \left(\dfrac{1}{R_1 \cdot C_i} + \dfrac{1}{C_E \cdot R_2} \right) + \dfrac{1}{(R_1 \cdot C_i \cdot C_E \cdot R_E)}} \qquad \text{(IX.40.)}$$

La expresión (IX.40.) nuevamente es el cociente de dos polinomios en "s" por lo que las raíces del polinomio numerador y las del denominador constituyen los "ceros" y los "polos", respectivamente, de dicha función transferencia. Dado que ambos polinomios resultan ser de orden "2" dicha función transferencia tendrá dos ceros y dos polos de baja frecuencia.

Por una parte, los ceros surgen directamente, uno que llamaremos "z_2 " es un cero en el origen y el restante "z_1 " de valor real y negativo:

$$z_2 = 0 \qquad \text{y} \qquad z_1 = -\frac{1}{C_E \cdot R_E} \qquad \text{(IX.41.)}$$

Por la otra si llamamos "p_3 " y "p_4 " a los polos de dicha función, de acuerdo con las propiedades de las raíces de un polinomio de segundo orden con coeficiente cuadrático unitario:

$$p_3 + p_4 = -\left(\frac{1}{R_1 \cdot C_i} + \frac{1}{C_E \cdot R_2} \right) \qquad \text{y} \qquad p_3 \cdot p_4 = \frac{1}{(R_1 \cdot C_i \cdot C_E \cdot R_E)}$$

Por supuesto que para hallar dichas raíces puede encararse el método tradicional de resolución de la ecuación de segundo grado. Pero en la etapa amplificadora que estamos analizando nuevamente la ubicación en frecuencia de estos dos polos de baja frecuencia es muy particular ya que uno de los dos se encuentra mucho más arriba en frecuencia que el restante de modo que:

$$\text{dado que} \quad p_3 >> p_4 \qquad \text{resulta:} \qquad p_3 = -\left(\frac{1}{R_1 \cdot C_i} + \frac{1}{C_E \cdot R_2} \right) \qquad \text{(IX.42.)}$$

mientras que el restante:

$$p_4 = -\frac{1}{\left(\dfrac{1}{R_1 \cdot C_i} + \dfrac{1}{C_E \cdot R_2} \right) \cdot (R_1 \cdot C_i \cdot C_E \cdot R_E)} \qquad \text{(IX.43.)}$$

Tal como se demuestra en el Tomo 3 de la Colección del S.E.E.C. (Pág. 195) si se tiene una relación $(R_E / R_2) > 2{,}5$ la separación entre los polos p_3 y p_4 es por lo menos de diez veces, situación esta última que tal como se adelantara ya, invariablemente se cumple en la etapa Emisor Común que se halla bajo estudio, dada la definición de R_2 como el paralelo entre la misma R_E y una R_1 atenuada h_{fe} veces.

Finalmente, expresando los polinomios numerador y denominador de la función transferencia en función de dichas raíces, la ecuación (IX.40.) puede describirse como:

$$A_{Vb}(s) = A_{Vm} \cdot \frac{s \cdot (s - z_1)}{(s - p_3) \cdot (s - p_4)} \qquad \text{(IX.44.)}$$

a partir de la cual puede realizarse una nueva interpretación gráfica mediante la utilización del plano de frecuencia compleja "s" ($\alpha + j\omega$), en donde procederemos a representar a la totalidad de las singularidades de la misma.

Para tal fin, ahora debemos elegir una escala adecuada para que en la misma se pueda ubicar simultáneamente sus dos polos y sus dos ceros, en cuyo caso, una disposición típica que atiende a los valores usuales de las expresiones (IX.41.), (IX.42.) y (IX.43.) para este tipo de etapas se indica en la figura IX.32.

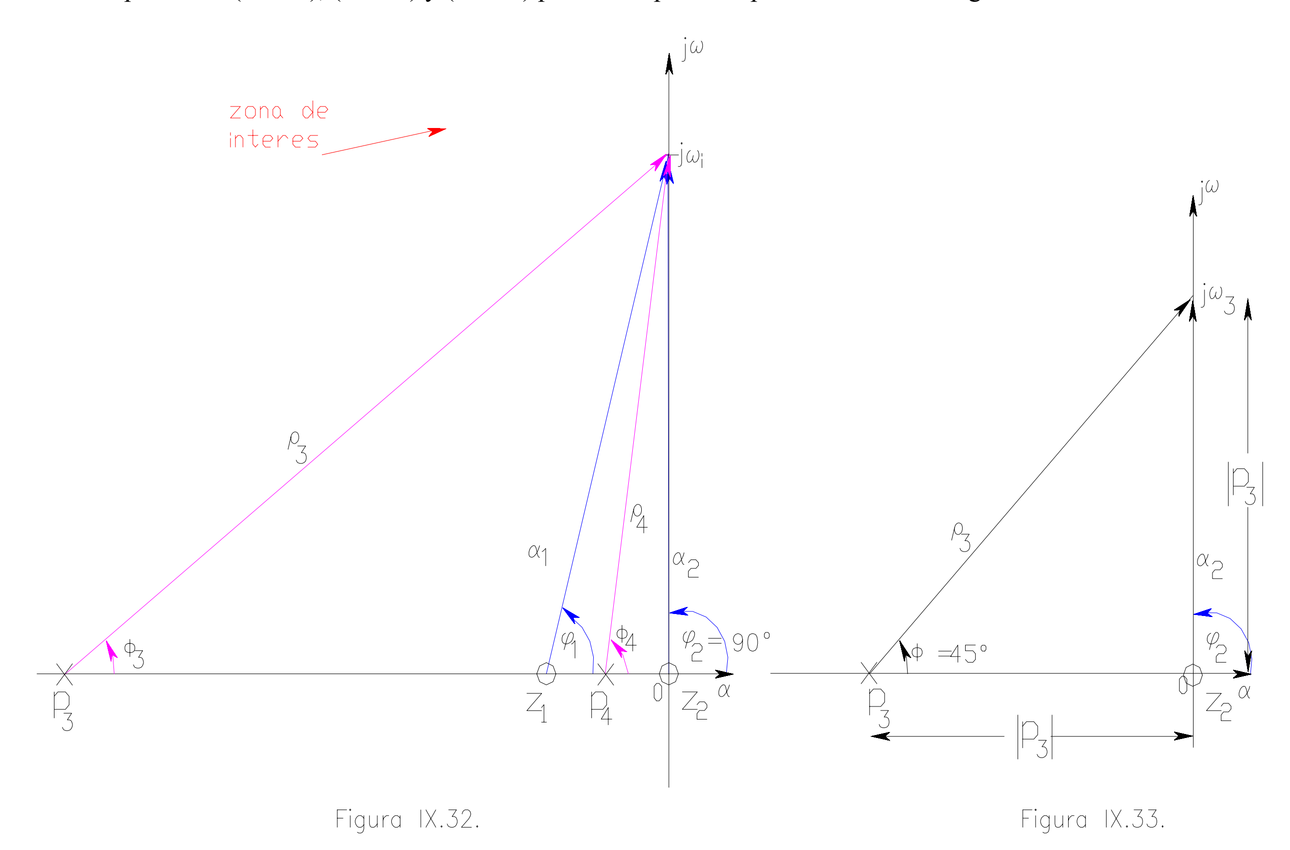


Figura IX.32.

Figura IX.33.

La particularidad es que al ser $p_3 \gg p_4$, típicamente el cero z_1 (que para una función transferencia físicamente realizable debe alternarse entre ambos polos) queda ubicado muy próximo al polo p_4 y ambos a su vez muy cercanos al cero del origen (z_2).

Si tal como lo realizáramos en los gráficos de la figuras IX.8. y IX.9. (estudio del comportamiento de la misma etapa pero en alta frecuencia) se deseara obtener la curva de respuesta en frecuencias bajas, a partir de la ecuación (IX.44.), consideraríamos una excitación de forma senoidal, es decir con $s = j\omega$ y para distintos valores de frecuencias, trazando radiovectores de módulo ρ para los polos y α para los ceros (fases ϕ y φ respectivamente), se podría determinar separadamente el módulo y la fase de la función transferencia haciendo:

$$A_{vb}(j\omega_i) = \frac{A_{Vm} \cdot \alpha_1 \cdot \alpha_2 \cdot e^{j\varphi 1} \cdot e^{j\varphi 2}}{\rho_3 \cdot e^{j\phi 3} \cdot \rho_4 \cdot e^{j\phi 4}} \qquad \text{(IX.44'.)}$$

$$[A_{Vb}(j\omega_i)] = \frac{[A_{Vm}] \cdot \alpha_1 \cdot \alpha_2}{\rho_3 \cdot \rho_4} \quad \text{y} \quad \theta_{Vb}(j\omega_i) = \theta_{Vm} + 90^\circ + \varphi_1 - \phi_3 - \phi_4 = 270^\circ + \varphi_1 - \phi_3 - \phi_4$$

Puede constatarse que con la escala gráfica adoptada, si consideramos una frecuencia muy alta, tal como para suponerla comprendida en el rango de frecuencias medias, gráficamente dicho rango de frecuencias se correspondería con puntos sobre el eje imaginario pero ubicados más arriba del ámbito de la figura IX.32. (cercano al borde de la hoja de papel) y por ello para el mismo:

$$\rho_3 = \alpha_1 = \rho_4 = \alpha_2 \quad y \quad \varphi_2 = \varphi_1 = \phi_3 = \phi_4 = 90º$$

por lo que para ese rango de frecuencia la transferencia se hace igual a la de frecuencias medias (A_{Vm}).

Asimismo debemos observar que aún para frecuencias del mismo orden a la frecuencia de ubicación del polo mas separado del origen (p_3), por construcción gráfica:

$$\alpha_1 = \rho_4 \quad y \quad \varphi_1 = \phi_4$$

de modo que con buena aproximación la función transferencia se puede expresar por:

$$A_{Vb}(s) = A_{Vm} \cdot \frac{s}{(s - p_3)} \qquad \text{(IX.44''.)}$$

$$[A_{Vb}(j\omega_i)] = \frac{[A_{Vm}] \cdot \alpha_2}{\rho_3} \quad y \quad \theta_{Vb}(j\omega_i) = 270º - \phi_3$$

y consecuentemente el diagrama de polos y ceros se puede simplificar tal como se indica el la figura IX.33. vale decir que la función transferencia queda condicionada solo por el polo p_3 (o sea el de mayor frecuencia), y el cero en el origen.

Si a partir del mismo, determinamos el valor de $[A_{Vb}]$ para una frecuencia sobre el eje imaginario en magnitud igual a la frecuencia del polo p_3, la construcción gráfica resulta ser la indicada en la misma figura IX.33. de donde se desprende que el módulo de la ganancia en bajas frecuencias, a dicha frecuencia particular resulta ser:

$$[A_{Vb}(j\omega_3)] = \frac{[A_{Vm}] \cdot \alpha_2}{\rho_3} = \frac{[A_{Vm}] \cdot \alpha_2}{1{,}41 \cdot \alpha_2} = 0{,}707 \cdot [A_{Vm}] \quad y \quad \theta_{Vb}(j\omega_3) = 270º - 45º = 225º$$

vale decir que por el resultado obtenido con el Modulo de dicha ganancia (70 % del valor que la misma tiene en frecuencias medias), se concluye que la frecuencia F_3 en la que se encuentra ubicado el polo p_3 resulta ser la frecuencia de corte inferior de la etapa, se dice en este caso que la transferencia estudiada dispone de un polo dominante en baja frecuencias y en consecuencia:

$$\omega_3 = 2 \cdot \pi \cdot F_3 = -p_3 = \left(\frac{1}{R_1 \cdot C_i} + \frac{1}{C_E \cdot R_2} \right)$$

IX.9.- DETERMINACIÓN DE LA FRECUENCIA DE CORTE INFERIOR POR EL MÉTODO DE LAS CONSTANTES DE TIEMPO:

Al igual como lo hiciéramos para el rango de altas frecuencias, veremos a continuación una metodología igual de interesante que nos permite determinar la frecuencia de corte inferior de un circuito amplificador cuando la etapa amplificadora posee una transferencia directa que en el rango de bajas frecuencias se encuentra dominada por un polo. Este método se puede aplicar solo a partir del conocimiento o determinación del circuito equivalente de bajas frecuencias del amplificador bajo estudio. Supongamos que se trate del circuito equivalente que corresponde al amplificador emisor común, tal como se transcribe en la figura IX.34.

Paralelamente debemos plantear la ecuación transferencia cuando la misma contiene un cero en el origen y un polo dominante en el rango de bajas frecuencias:

$$A_{Vb}(s) = \frac{K'' \cdot s}{(s - p_3)} \qquad \text{(IX.45.)}$$

en consecuencia el problema se reduce a la determinación de la constante K" y el polo dominante p_3 .

Por una parte la constante K" la determinamos por el procedimiento del limite para s tendiendo a infinito, ya sea sobre el circuito equivalente de la figura IX.34. como de la ecuación (IX.45.) recién planteada: Así, si en el circuito de la figura IX.34. hacemos tender s a infinito el mismo se transforma en un circuito resistivo puro, para el cual ya se obtuvo su ganancia de tensión en reiteradas oportunidades, es decir:

$$A_{Vb}\,(s = \alpha) = A_{Vm}$$

mientras que para su segundo miembro:

$$\lim_{s \to \alpha} \left[\frac{K''\,.\,s}{(s - p_3)} \right] = K''$$

por lo que igualando los dos segundos miembros resulta: $K'' = A_{Vm}$

de modo que la ecuación (IX.45.) es también:

$$A_{Vb}\,(s) = \frac{A_{Vm}\;.\;s}{(s - p_3)} \qquad \text{(IX.45'.)}$$

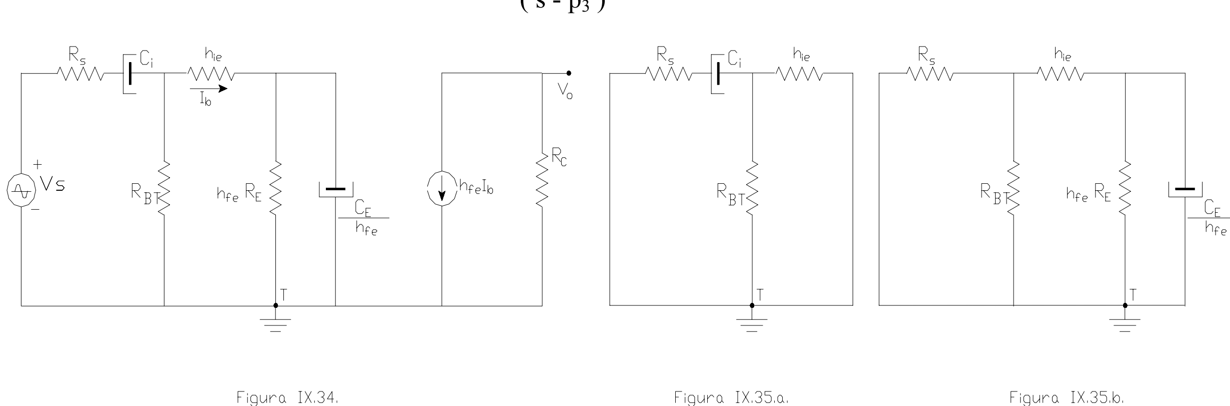


Figura IX.34. Figura IX.35.a. Figura IX.35.b.

Luego, para la determinación de la frecuencia del polo p_3 se procede a determinar las constantes de tiempo de descarga de los capacitores del circuito equivalente de la figura IX.34., suponiendo que cada uno de ellos actúa en forma independiente, esto es que cuando se determina la constante de tiempo de uno de ellos los restantes se comportan tal como lo hacían en el rango de frecuencias medias, es decir como cortocircuito. Para tal fin es recomendable redibujar los circuitos equivalentes de descarga de cada uno de los condensadores y posteriormente y a partir de ellos plantear las ecuaciones de las mismas. Hecho esto, se procede a sumar las inversas de dichas constantes de tiempo determinando así la pulsación de corte superior de la etapa:

$$\omega_3 = -p_3 = \frac{1}{\tau_i} + \frac{1}{\tau_E}$$

- Para τ_i el circuito equivalente se indica en la figura XI.35.a. y a partir de allí obtenemos:

  $\tau_i = Ci\,.\,[(h_{ie} \,//\, R_{BT}) + Rs]$, y si $R_{BT} = \alpha$, $\tau_i = Ci\,.\,R_1$ (idéntico resultado a lo obtenido en la demostración matemática)

- Para τ_E el circuito equivalente se indica en la figura XI.35.b. y en consecuencia:

$$\tau_E = \frac{C_E}{h_{fe}}\;.\;\frac{[h_{ie} + (R_{BT} \,//\, Rs)]\;.\;h_{fe}\;.\;R_E}{[h_{ie} + (R_{BT} \,//\, Rs)] + h_{fe}\;.\;R_E} = C_E\;.\;\frac{\{[h_{ie} + (R_{BT} \,//\, Rs)] / h_{fe}\}\;.\;R_E}{\{[h_{ie} + (R_{BT} \,//\, Rs)] / h_{fe}\} + R_E}$$

y si nuevamente consideramos $R_{BT} = \alpha$

$$\tau_E = C_E \cdot \frac{[(h_{ie} + Rs) / h_{fe}] \cdot R_E}{[(h_{ie} + Rs) / h_{fe}] + R_E} = C_E \cdot \frac{(R_1 / h_{fe}) \cdot R_E}{(R_1 / h_{fe}) + R_E} = C_E \cdot R_2$$

(idéntico resultado a lo obtenido en la demostración matemática)

IX.10.- OBTENCIÓN DE LA CURVA DE RESPUESTA EN BAJA FRECUENCIA POR EL MÉTODO DE BODE:

Al igual como ocurrió en alta frecuencia, ahora se persigue la obtención de la curva de respuesta en frecuencia del amplificador en su comportamiento de bajas frecuencias, tal como la definiéramos en la Figura IX.1. en lo que respecta al módulo y solo para el rango de F_3, partiendo del conocimiento de la función transferencia directa de tensiones tal como lo expresa la ecuación IX.45'.

Una de las formas de conseguirlo es operar con los gráficos de las Figuras IX.32. o IX.33., según corresponda, realizados con una buena amplitud y en escala.

Efectivamente, ya que como quedó dicho en el apartado IX.1. las curvas de respuesta en frecuencia se obtienen excitando al amplificador con una señal senoidal de frecuencia variable y amplitud constante, ello equivaldría a barrer el semieje imaginario positivo ($j\omega$) en los gráficos de polos y ceros ya citados. En consecuencia, el problema se reduciría a medir (con regla) la longitud de los radio vectores y (con transportador) los ángulos que forman los mismos con el eje real α, para un buen número de pulsaciones (ω_i) y para cada una de ellas, reemplazar tales valores en la ecuación transferencia, para luego graficar en forma separada su módulo y su fase.

Si bien este procedimiento nos permite la obtención de las curvas de respuesta de una manera exacta, es decir punto por punto de la misma, para su buena definición evitando errores de trazado, es necesario tomar una buena cantidad de puntos, lo cual representa un procedimiento lo suficientemente trabajoso como para justificarse el empleo de otra metodología, tal que aún siendo menos exacta sea mucho más sencilla de aplicar. El método aludido es conocido como el método de Bode y consiste en determinar gráficamente no las curvas sino las asíntotas a las que dichas curvas tienden.

Para su aplicación se debe partir de la función transferencia previamente analizada, tal como la expresada por la ecuación IX.45'. y sobre ella imponer a la excitación senoidal, reemplazando $s = j\omega$, es decir:

$$A_{Vb}(j\omega) = \frac{A_{Vm} \cdot j\omega}{(j\omega - p_3)}$$

En nuestro caso sabemos que el comportamiento de esta expresión se encuentra dominado prácticamente con exclusividad por el polo ubicado más arriba en frecuencia, que el restante polo normalmente queda dispuesto por lo menos una década más abajo que el anterior y que influye solo en frecuencias muy inferiores a la de corte inferior, de modo que reemplazando además $p_3 = -\omega_3$

$$A_{Vb}(j\omega) = \frac{A_{Vm} \cdot j\omega}{(j\omega + \omega_3)}$$

Seguiremos la metodología general de Bode consistente en expresar a las funciones transferencia como productos y/o cocientes de términos del tipo:

$$\frac{j\omega}{\omega_i} \quad \text{o bien} \quad \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_i}\right)$$

para ello, dividiendo al numerador y al denominador por ω_3 y separado en módulo y fase se tiene:

$$A_{Vb}(j\omega) = \frac{A_{Vm} \cdot \dfrac{\omega}{\omega_3} \cdot e^{j(90º - \phi_3)}}{\left(1^2 + \dfrac{\omega^2}{\omega_3^2}\right)^{1/2}} \qquad \text{con} \qquad \phi_3 = \text{arctag}\left(\frac{\omega}{\omega_3}\right)$$

$$/A_{Vb}(j\omega)/ = \frac{/A_{Vm}/ \cdot \dfrac{\omega}{\omega_3}}{\left(1^2 + \dfrac{\omega^2}{\omega_3^2}\right)^{1/2}} \qquad \text{y} \qquad \varphi_b = 180º + 90º - \text{arctag}\left(\frac{\omega}{\omega_3}\right) \qquad \text{(IX.46.)}$$

expresando el módulo de la ganancia de tensión en bajas frecuencias en decibel:

$$/A_{Vb}(j\omega)/_{dB} = /A_{Vm}/_{dB} - 20 \cdot \log\left(\frac{\omega}{\omega_3}\right) - 20 \cdot \log\left[\left(1^2 + \frac{\omega^2}{\omega_3^2}\right)^{1/2}\right] \qquad \text{(IX.47.)}$$

Finalmente el método de Bode establece la representación gráfica con escalas tipo semi logarítmicas y en función de la frecuencia de las ecuaciones (IX.47.) y (IX.46.) , de manera aproximada pero sumamente sencilla, por aplicación del razonamiento que se detalla seguidamente. Tomemos en primer lugar el módulo de la ganancia, tal como lo expresa la ecuación (IX.47) :

- se observa claramente que existe un término constante, que no depende de la frecuencia, este es

$$/A_{Vm}/_{dB} = 20 \cdot \log(A_{Vm})$$

por lo que su representación gráfica, tal como se muestra en la Figura IX.36 determina una recta horizontal trazada por el valor $/A_{Vm}/$ dB (línea de trazos).

- el segundo término de la expresión (IX.47.) es del tipo:

$$+20 \cdot \log \frac{\omega}{\omega_3}$$

la forma de variación que tiene esta expresión es:

si $\omega = \omega_3$:

$$+20 \cdot \log \frac{\omega}{\omega_3} = +20 \cdot \log 1 = 0 \text{ dB}$$

si $\omega = 10 \cdot \omega_3$:

$$+20 \cdot \log \frac{\omega}{\omega_3} = +20 \cdot \log 10 = +20 \text{ dB}$$

si $\omega = 0{,}1 \cdot \omega_3$:

$$+20 \cdot \log \frac{\omega}{\omega_3} = +20 \cdot \log 0{,}1 = -20 \text{ dB}$$

vale decir que este término se encuentra representado por una recta de pendiente +20 dB/dec que cruza al eje de 0 dB en la pulsación ω_3, tal como representamos en la figura IX.36.

- existe un término similar, en cuanto a su dependencia con la frecuencia, a los ya estudiados en el comportamiento de alta frecuencia la única diferencia es que ahora depende de ω_3 , este es:

ω

$$- 20 . \log [(1^2 + \frac{\quad}{\omega_3^{\,2}})^{1/2}]$$

para $\omega << \omega_3$:

$$- 20 . \log [(1^2 + \frac{\omega}{\omega_3^{\,2}})^{1/2}] = - 20 . \log 1 = 0 \text{ dB}$$

que constituye una de las asíntotas de este término, en cambio para $\omega >> \omega_3$:

$$- 20 . \log [(1^2 + \frac{\omega}{\omega_3^{\,2}})^{1/2}] = - 20 . \log \frac{\omega}{\omega_3}$$

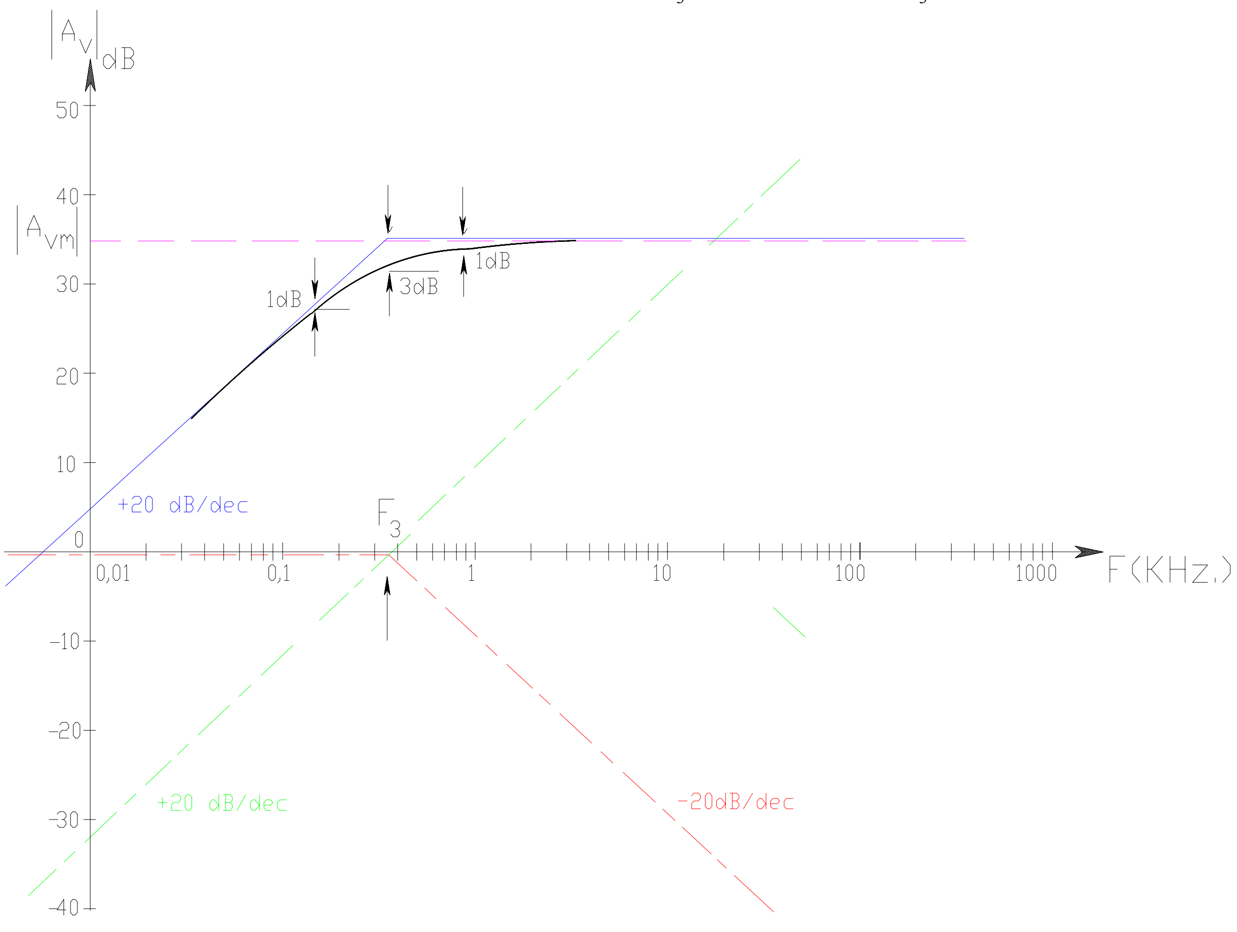


Figura IX.36.

la forma de variación que tiene esta expresión es:

si $\omega = \omega_3$:

$$- 20 . \log \frac{\omega}{\omega_3} = - 20 . \log 1 = 0 \text{ dB}$$

si $\omega = 10 . \omega_3$:

$$- 20 . \log \frac{\omega}{\omega_3} = - 20 . \log 10 = - 20 \text{ dB}$$

y que también llevamos a cabo en el gráfico de la figura IX.36.

- Finalmente realizando la suma gráfica, en la figura IX.36. se halla las asíntotas a las cuales tiende la curva de respuesta en baja frecuencias.

La curva se separa de dichas asintotas en igual medida como se vió para altas frecuencias ya que dicha curva es una imagen especular de la anterior, de modo que a la frecuencia de quebradura se produce una caída de 3 dB respecto de la ganancia a frecuencias medias, por lo que dicha quebradura nos proporciona la frecuencia de corte inferior de la etapa que estamos estudiando.

Finalmente en la figura IX.37 llevamos a cabo la curva de variación de la fase de la transferencia en baja frecuencias.

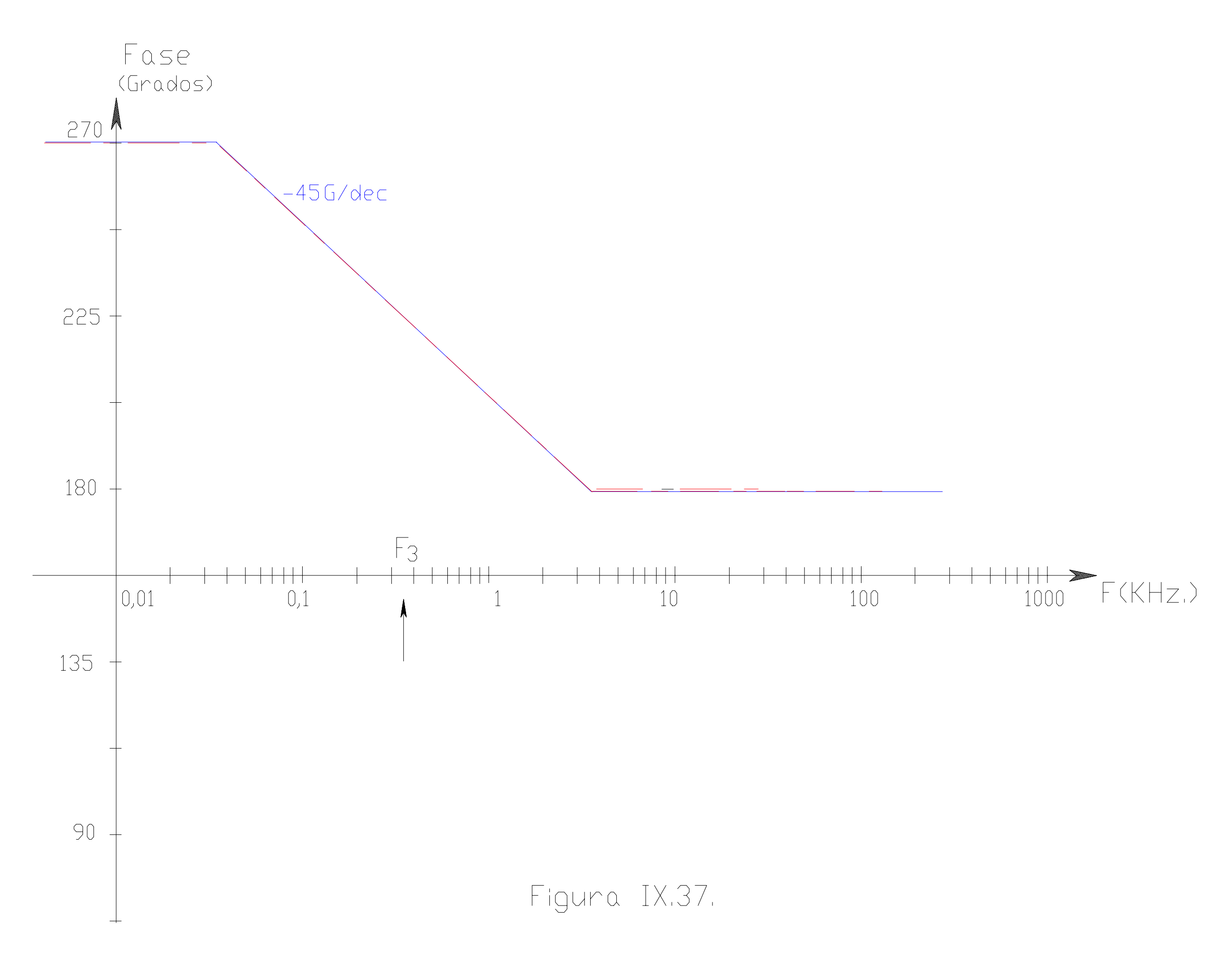


Figura IX.37.

IX.11.- EJEMPLO DE CÁLCULO DE LA FRECUENCIA DE CORTE INFERIOR DE LA ETAPA EMISOR COMÚN

A título de ejemplo tomemos la etapa que fuera estudiada en el transcurso del Capítulo II (E.A.I) y que se ha dibujado en la Figura II.14. en donde supondremos que $C_i = C_o = 10\ \mu F$ y $C_E = 100\ \mu F$ y sin considerar por ahora el acoplamiento en el circuito de salida. Para dicho circuito ya hemos calculado

$$R_{BT} = \frac{R_1\ .\ R_2}{R_1 + R_2} = \frac{18\ .\ 39\ .\ 10^3}{18 + 39} = 12{,}3\ \text{KOhm} \quad ; \quad I_{CQ} = \frac{3{,}18 - 0{,}7}{(1{,}2 + 0{,}115)\ .\ 10^3} = 1{,}9\ \text{mA}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}\ .\ (R_C + R_E) = 10 - 1{,}9\ .\ (2{,}2 + 1{,}2) = 3{,}54\ \text{V}$$

En su momento recurrimos al Manual y hemos obtenido los siguientes valores para los parámetros híbridos:

$h_{fe} = 1\ .\ 100 = 100$ - $h_{ie} = 0{,}6\ .\ 3{,}5\ .\ 10^3 = 2{,}1$ KOhm - $h_{oe} = 2\ .\ 15{,}6\ .\ 10^{-6} = 31{,}2\ .\ 10^{-6}$ y $r_o = 32$ Kohm.

En este circuito: $R_d = R_C // R_L = \dfrac{2{,}2 \,.\, 3{,}5 \,.\, 10^3}{2{,}2 + 3{,}5} = 1{,}3$ KOhm y dado el valor de r_o, se verifica que $R_d' = R_d$

La ganancia de tensión de la etapa amplificadora emisor común es: $A_{Vm} = \dfrac{-h_{fe}}{h_{ie}} \,..\, R_d$

$$A_{Vm} = \frac{-100}{2{,}1 \,.\, 10^3} \,.\, 1{,}3 \,.\, 10^3 = -61{,}9$$ y por lo tanto $/A_{Vm}/_{dB} = 20 \,.\, \log /A_{Vm}/ = 20 \,.\, \log 61{,}9 = 35{,}8$ dB

$$[(h_{ie} \;//\; R_{BT}) + Rs] = (2{,}1 \text{ KOhm} // 1 \text{ KOhm}) + 12{,}3 \text{ KOhm}) = 12{,}98 \text{ KOhm}$$

- Para τ_i:

$$\tau_i = Ci \,.\, [(h_{ie} \;//\; R_{BT}) + Rs] = 10 \,.\, 10^{-6} \,.\, 12{,}98 \,.\, 10^3 = 129{,}8 \text{ mseg.}$$

- Para τ_E:

$$\frac{\{[h_{ie} + (R_{BT} // Rs)] / h_{fe}\} \,.\, R_E}{\{[h_{ie} + (R_{BT} // Rs)] / h_{fe}\} + R_E} = \frac{30{,}25 \,.\, 1200}{30{,}25 + 1200} = 29{,}5 \text{ Ohm}$$

$$\tau_E = C_E \,.\, \frac{\{[h_{ie} + (R_{BT} // Rs)] / h_{fe}\} \,.\, R_E}{\{[h_{ie} + (R_{BT} // Rs)] / h_{fe}\} + R_E} = 100 \,.\, 10^{-6} \,.\, 29{,}5 = 2{,}95 \text{ mseg.}$$

En consecuencia:

$$\omega_3 = -p_3 = \frac{1}{\tau_i} + \frac{1}{\tau_E} = \frac{1000}{129{,}8} + \frac{1000}{2{,}95} = 347 \text{ rad/seg.} \quad \text{por lo que} \quad F_3 = 55 \text{ Hz}$$

Finalmente si aplicamos el mismo razonamiento y por el método de las constantes de tiempo, puede afirmarse que el capacitor de acoplamiento de salida impone un nuevo polo de baja frecuencia que puede obtenerse por simple inspección. Al observar que el mismo se descarga sobre el circuito serie de R_C y R_L, su constante de tiempo de descarga es:

$$\tau_o = C_o \,.\, (R_C + R_L) = 10 \,.\, 10^{-6} \,.\, (2{,}2 + 3{,}5) \,.\, 10^3 = 57 \text{ mseg.}$$ Y entonces:

$$\omega_o = -p_o = \frac{1}{\tau_o} = \frac{1000}{57} = 17{,}5 \text{ rad/seg.} \quad \text{por lo que} \quad F_o = 2{,}8 \text{ Hz}$$

que resulta también muy inferior a p_3 que continua siendo así el dominante.

IX.12.- COMPORTAMIENTO EN BAJAS FRECUENCIAS DE LAS CONFIGURACIONES BASE COMÚN Y COLECTOR COMÚN:

Tal como se observa en los problemas de aplicación al presente Capítulo, el análisis de la determinación del comportamiento en bajas frecuencias de las configuraciones base y colector común se encara por el procedimiento de simple inspección de los circuitos equivalentes para este rango de frecuencias, siguiendo la modalidad que quedo ejemplificada en el caso del emisor común.

Una diferencia importante de estas configuraciones en comparación con lo ya conocido para emisor común, es que no puede asegurarse la existencia de polo dominante en el rango de bajas frecuencias, motivo por el cual la frecuencia del polo que arroja como resultado el método de la sumatoria de las constantes de tiempo solo coincidiría con la frecuencia de corte inferior de la etapa si dicho polo fuese dominante, de lo contrario solo puede asegurarse que dicha frecuencia de corte estaría por encima de la frecuencia de dicho polo.

Aún así y por comparación con el desarrollo matemático llevado a cabo para la configuración emisor común, en los mismos problemas resueltos, se escriben las ecuaciones transferencias completas y luego mediante la resolución tradicional de los polinomios de segundo orden se calculan los valores de frecuencia en que ambos polos

de baja frecuencias se ubican, pudiéndose comparar los errores que se cometen cuando se acomete con el método de inspección o simplificado.

IX.13.- RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA RELACIÓN DE RECHAZO DE MODO COMÚN DE UNA ETAPA DIFERENCIAL:

Con anterioridad estudiamos el comportamiento en alta frecuencia de la etapa diferencial para la excitación de señal diferencial, comprobando que el suyo era coincidente con el comportamiento de una etapa emisor común. Complementaremos ahora dicho estudio, analizando el comportamiento frente a la señal de excitación de modo común.

Para la señal de modo común de entrada, la unión de los emisores ya no se halla a potencial de masa sino que allí, se tiene conectada la salida de la fuente de corriente, por lo que para la gama de altas frecuencias el circuito equivalente será, para dicha señal, el que se indica en la figura IX.38.

Los componentes R_{o3} y Ccs corresponden al transistor que desempeña las funciones de fuente de corriente. En este circuito, la impedancia Z_{o3} se ha duplicado en razón de que el mismo es solo el equivalente de medio circuito diferencial pero debe tener en cuenta la presencia de la otra mitad. Así, dicha impedancia resulta:

$$2 \cdot Z_{o3} = \frac{2 \cdot R_{o3}}{1 + s\, R_{o3} \cdot Ccs}$$

El estudio exacto del precedente circuito es lo suficientemente complicado como para intentar una razonable aproximación. Consideraremos para eso, a las constantes de tiempo de cada uno de los condensadores del esquema.

Para la parte superior del circuito se puede realizar un estudio totalmente idéntico al hecho para el modo diferencial y su comportamiento tendrá lugar en el mismo entorno de frecuencias en donde lo hacia para dicha señal diferencial, es decir alrededor de la frecuencia de corte superior ya definida (F_c aproximadamente igual a F_d). En cambio la constante de tiempo R_{o3} . Ccs de la salida de la fuente de corriente constante, al resultar R_{o3} grande, a medida que se requieren altas CMRR y siendo Ccs del orden de los pF, se tienen constantes de tiempo del orden de las decenas de μseg. o superiores, lo que da lugar a frecuencias de quebradura (F_{o3}) inferiores a 10 Khz., es decir muy por debajo de la frecuencia de corte de la parte superior del circuito.

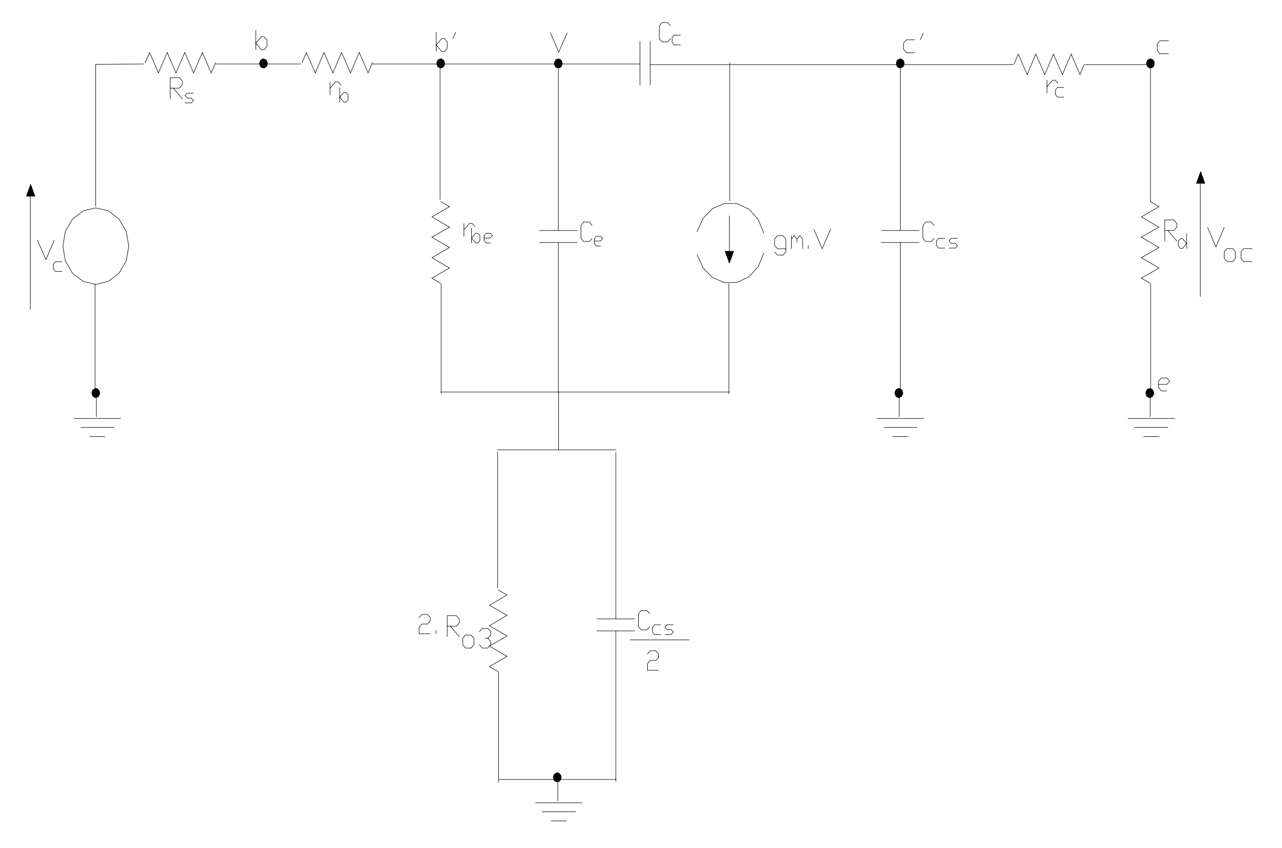


Figura IX.38.

Así como para frecuencias medias la expresión (IV.11.) establece la dependencia de la ganancia de modo común respecto de la resistencia de salida R_{o3} de la fuente de corriente de polarización, es decir:

$$A_{Vcm} = \frac{-R_d}{2 \, . \, R_{o3}}$$

ahora, para altas frecuencias se puede expresar que:

$$A_{Vca}(s) = \frac{-R_d}{2 \, . \, Z_{o3}(s)} \quad \text{es decir:}$$

$$A_{Vca}(s) = \frac{-R_d}{2 \, . \, R_{o3}} \, (1 + s \, R_{o3} \, . \, Ccs) \qquad \text{(IX.48.)}$$

observándose que esta transferencia posee un cero en alta frecuencia y al ser la relación de rechazo de modo común para alta frecuencias:

$$\rho_a(s) = \frac{A_{Vda}(s)}{A_{Vca}(s)}$$

tal cero se constituirá en un polo de alta frecuencia en la relación ρ , polo que esta ubicado en una pulsación:

$$p_{o3} = \frac{-1}{R_{o3} \, . \, Ccs}$$

que por lo dicho con anterioridad resulta inferior a las correspondientes a los polos y ceros de la ganancia diferencial, por lo que si realizamos un diagrama de Bode para este nuevo parámetro se tienen caídas como lo indica la figura IX.39. Puede comprobarse que la presencia de esta nueva singularidad hace empeorar el comportamiento del amplificador diferencial frente al modo común de excitación en su comportamiento para altas frecuencias.

En dicha figura se han superpuesto las respuestas de frecuencias altas de ambas ganancias, la diferencial y la de modo común, y luego mediante suma gráfica se ha obtenido la correspondiente a la Relación de Rechazo de Modo Común, pudiéndose comprobar que esta última posee una respuesta más limitada que la que correspondió a la ganancia de modo diferencial y que dicho efecto se debe al comportamiento en altas frecuencias de la fuente de corriente de polarización.

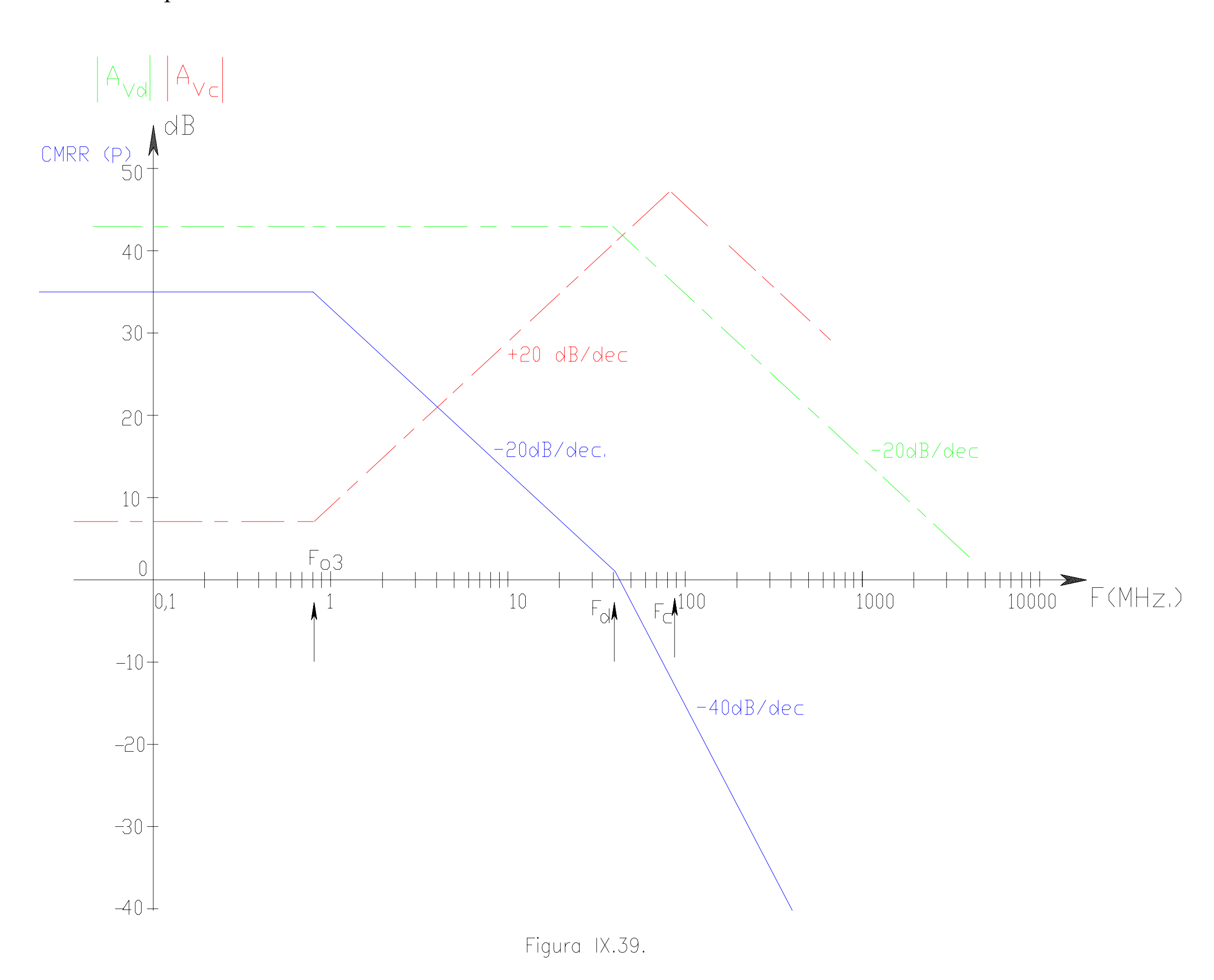


Figura IX.39.

IX.14.- EXPRESIÓN TRANSFERENCIA COMPLETA (VALIDA PARA TODO EL ÁMBITO DE FRECUENCIAS) - RESPUESTA AL ESCALÓN:

Para el ensayo del comportamiento de un circuito amplificador, especialmente cuando este deben manejar señales binarias o digitales, suelen utilizarse señales del tipo de pulsos. Con la finalidad de prever los resultados que puedan obtenerse consideraremos una etapa amplificadora genérica tal que en los rangos de altas y bajas frecuencias posee polos dominantes que condicionan la respuesta en frecuencia disponiendo sus frecuencias de corte superior e inferior, respectivamente. Así para dicha etapa procedemos a generar una expresión transferencia que sea válida en todo el espectro de frecuencias, es decir que incluya al cero en el origen y al polo dominante de baja frecuencias así como al polo de altas frecuencias.

Dicha ecuación transferencia es:
$$A_V(s) = \frac{A_{Vm} \cdot s \cdot \omega_h}{(s - p_L) \cdot (s - p_h)} \qquad \text{(IX.49.)}$$

en donde, tal como hemos visto:

$$\omega_L = - p_L \qquad \text{y} \qquad \omega_h = - p_h$$

siendo p_L y p_h los polos dominantes antes mencionados mientras que ω_L y ω_h las pulsaciones en que tales singularidades se encuentran ubicadas.

La ecuación transferencia descripta por la ecuación (IX.49.) puede ser interpretada como la relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada o de excitación del amplificador, ambas expresadas en el dominio de la frecuencia compleja "s" , es decir que puede plantearse:

$$V_o(s) = \frac{A_{Vm} \cdot s \cdot \omega_h}{(s - p_L) \cdot (s - p_h)} \cdot V_s(s) \qquad \text{(IX.50.)}$$

Seleccionando como señal de excitación a la función Escalón Unitario, dado que el resultado de su transformada de LAPLACE, para expresarla en el dominio de "s", resulta ser:

$$V_s(s) = \frac{1}{s}$$

reemplazando en la expresión (IX.50.) , la tensión de salida en el mismo dominio resulta:

$$V_o(s) = \frac{A_{Vm} \cdot \omega_h}{(s - p_L) \cdot (s - p_h)} \qquad \text{(IX.51.)}$$

Con la finalidad de comparar el formato de esta tensión con el correspondiente al escalón de excitación es necesario antitransformar la ecuación (IX.51.) con el objeto de obtener $V_o(t)$. Con esta finalidad empleamos el método de fracciones simples, de manera que:

$$V_o(s) = \frac{K_1}{(s - p_L)} + \frac{K_2}{(s - p_h)}$$

Las constantes K_1 y K_2 son los llamados residuos de los polos p_L y p_h respectivamente por lo que para su determinación procedemos a realizar:

$$K_1 = \lim_{s \to p_L} [V_o(s) \cdot (s - p_L)] = \frac{A_{Vm} \cdot \omega_h}{(p_L - p_h)}$$

$$K_2 = \lim_{s \to p_h} [V_o(s) \cdot (s - p_h)] = \frac{A_{Vm} \cdot \omega_h}{(p_h - p_L)}$$

concluyéndose que:

$$K_1 = -K_2 = \frac{A_{Vm} \cdot \omega_h}{p_L - p_h} = \frac{A_{Vm} \cdot \omega_h}{-\omega_L + \omega_h} \qquad \text{y antitransformando:}$$

$$V_o(t) = K_1 \cdot e^{p_L \cdot t} + K_2 \cdot e^{p_h \cdot t} = K_1 \cdot (e^{-\omega_L \cdot t} - e^{-\omega_h \cdot t})$$

finalmente, considerando que normalmente $\omega_h >> \omega_L$ resulta $K_1 = A_{Vm}$ y reemplazando, la tensión de salida es:

$$V_o(t) = A_{Vm} \cdot (e^{-\omega_L \cdot t} - e^{-\omega_h \cdot t}) \qquad \text{(IX.52.)}$$

La ecuación (IX.52.) nos describe que siendo la señal de entrada una función escalón, en la salida se obtienen señales del tipo exponencial por lo que es de esperar una apreciable deformación de dicho escalón. Para poder observar la influencia de ambas funciones exponenciales debemos realizar el correspondiente diagrama temporal y dado que los valores de los exponentes son notoriamente distintos, para ello deberemos seleccionar dos escalas de tiempos, una de tiempos relativamente pequeños (del orden de los nseg. o µseg.) en donde la exponencial

dependiente de ω_h toma valores finitos, mientras que la restante es prácticamente $e^0 = 1$, y la otra de tiempos mayores.

Entonces, para tiempos relativamente pequeños a partir de que se produce el salto en el escalón de excitación:

$$V_o(t) = A_{Vm} \,.\, (1 - e^{-\omega_h \,.\, t}) \qquad \text{(IX.53.)}$$

Luego representando esta función normalizada respecto del valor de A_{Vm} y superpuesta con la señal de excitación se obtiene como resultado la función temporal que se observa en la figura IX.40.

Se observa que mientras que la salida esperada o ideal sería coincidente con la representación de la excitación, lo que se obtiene en la realidad a la salida es la curva exponencial, vale decir que dicha señal de salida contiene una importante deformación que puede ser cuantificada mediante la definición del Tiempo de Crecimiento o Establecimiento (Rise Time). Como se recordará dicho parámetro se define como el tiempo que debe transcurrir para que la señal de salida se establezca, tomándose para su medición los instantes de tiempo en que se producen el valor inicial o 10 % del valor final y el valor final o 90 % de dicho valor.

En la figura IX.40 se han llamado t_1 y t_2 a dichos tiempos, por lo que el tiempo de crecimiento resulta ser:

$$T_R = t_2 - t_1$$

y dado que en dicha figura se ha tomado como ejemplo una frecuencia de corte superior F_h = 159,2 KHz., es decir ω_h = 1 Mrad/seg.:

$$0{,}9 = 1 - e^{-t_2\,(\mu\text{seg.})} \quad \text{así} \quad t_2 = 2{,}3\ \mu\text{seg.} \quad ; \quad 0{,}1 = 1 - e^{-t_1\,(\mu\text{seg.})} \quad \text{así} \quad t_1 = 0{,}1\ \mu\text{seg.}$$

Con lo que en consecuencia:

$$T_R = t_2 - t_1 = 2{,}3 - 0{,}1 = 2{,}2\ \mu\text{seg.}$$

En general para cualquier valor de ω_h y por las propiedades de esta función exponencial resulta ser:

$$T_R = \frac{2{,}2}{\omega_h} \qquad \text{o bien} \qquad T_R = \frac{0{,}35}{F_h} \qquad \text{(IX.54.)}$$

constituyéndose en un parámetro muy eficaz para medir la deformación que introduce el amplificador o bien un método de ensayo adecuado para obtener la frecuencia de corte superior de la etapa mediante una única medición (en reemplazo de la curva de respuesta en frecuencia, para cuya consecución se necesitan realizar un buen número de mediciones como puntos de la curva se deseen relevar).

Este tipo de deformación precisamente tiene lugar debido a la incapacidad del amplificador para amplificar todo el espectro de altas frecuencias dado que el cambio abrupto de 0 á 1 por parte de la función de excitación puede interpretarse a través de una serie poliarmónica de infinitas componentes, mientras que a la salida del mismo solo se obtendrán aquellas componentes ubicadas dentro de la banda pasante del amplificador, la pérdida de aquellas componentes ubicadas por arriba de F_h es la responsable de la observada deformación.

Volviendo a la expresión (IX.52.) si ahora tomamos tiempos largos para su estudio, comprobamos que la exponencial dependiente de ω_h es prácticamente:

$$e^{-\text{infinito}} = 0$$

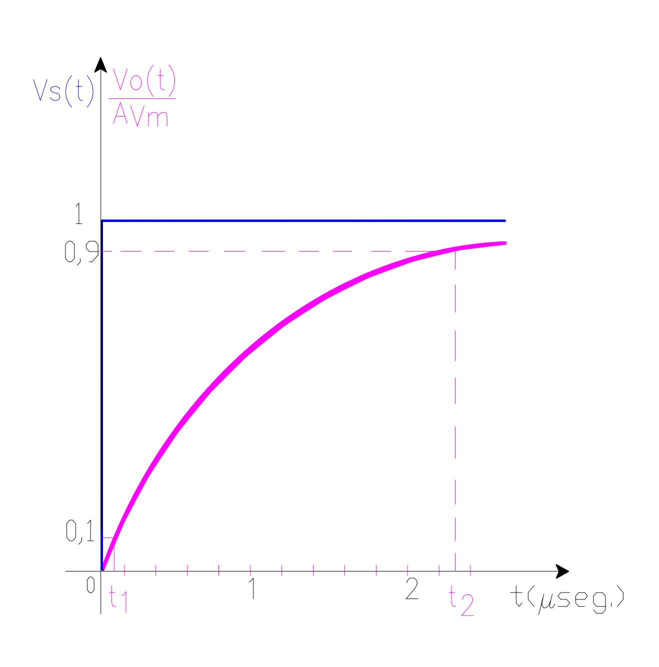


Figura IX.40.

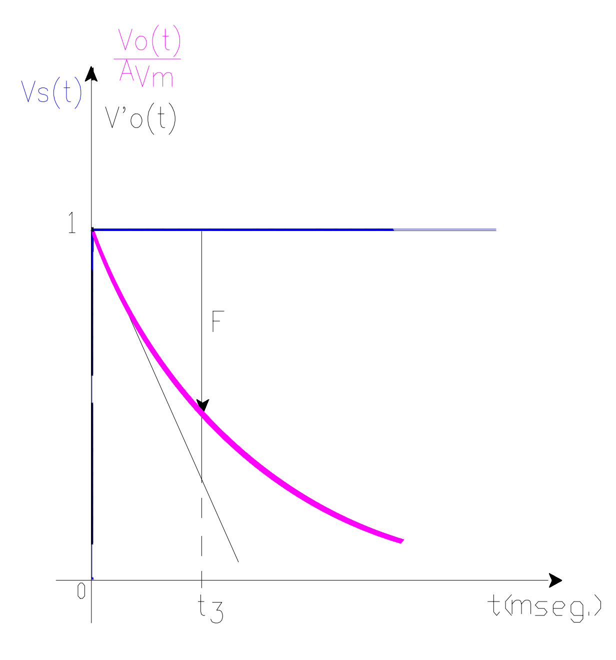


Figura IX.41.

por lo que para esta escala de tiempos la función se puede aproximar a $V_o(t) = A_{Vm} \cdot e^{-\omega_L \cdot t}$ (IX.55.)

Otra vez esta función normalizada respecto del valor de A_{Vm} se ha representado gráficamente en la figura IX.41. observándose un apartamiento respecto de la excitación. Una manera de cuantificar dicho apartamento sería la medición de la Flecha en un cierto tiempo t_3 . Si dicho t_3 no esta muy alejado del origen como para poder aproximar la función exponencial a la pendiente de la misma en el origen, resulta:

$$V'_o(t) = 1 - \omega_L \cdot t$$

y para dicho $t = t_3$ $\quad V'_o(t=t_3) = 1 - \omega_L \cdot t_3$ y en consecuencia la Flecha porcentualmente será:

$$F(\%) = \frac{V'_o(t=0) - V'_o(t=t_3)}{V'_o(t=0)} \cdot 100 = \frac{1 - (1 - \omega_L \cdot t_3) \cdot 100}{1} = \omega_L \cdot t_3 \cdot 100$$

Como conclusión a esto, por un lado nuevamente la medición de la Flecha y el tiempo t_3 en la que ella se produce nos permite mediante una sola medición, determinar ahora la pulsación de corte inferior ω_L . Por otro lado es evidente que la característica del circuito amplificador con acoplamiento de alterna es impedir el sostenimiento de un nivel continuo de tensión a la salida motivo por el cual se produce la caída exponencial cuya mayor o menor profundidad puede ser cuantificada con la Flecha en un cierto tiempo t_3 , siendo ésta tanto mayor cuanto mayor sea la frecuencia de corte inferior de la etapa amplificadora.

CAPITULO X - Estabilidad y Respuesta en Frecuencia de Circuitos Amplificadores Realimentados: (A.C.R.TULIC)

X.1. - INTRODUCCIÓN:

En Capítulos precedentes se analizaron algunos circuitos amplificadores realimentados en los cuales la realimentación era siempre negativa. Ello es así ya que en la especialidad se utiliza la realimentación negativa por las ventajas que la misma introduce sobre las características de funcionamiento de los circuitos amplificadores y porque además, todos los circuitos equivalentes utilizados para el estudio de dichos comportamientos eran resistivos puros, ya que los análisis efectuados fueron solamente válidos para el rango de frecuencias medias (y bajas también para aquellos de acoplamiento directo). Diríamos ahora que lo que se estudio hasta aquí fueron los circuitos amplificadores realimentados negativamente en lo que respecta a su comportamiento en frecuencias medias.

Pero más tarde se pudo comprobar que fuera de la gana de frecuencias medias, en general, los modelos equivalentes de los circuitos amplificadores pasaban a contener elementos reactivos, tales que hacían variar tanto en módulo como en fase a las transferencias de los circuitos bajo análisis.

Mas precisamente, cada polo de alta frecuencia, tal como se estudió, introduce sobre la función transferencia, una componente de fase de 90 grados una década más arriba de la frecuencia de dicho polo, así como una caída de -20 dB/dec. a frecuencias por arriba de la frecuencia del polo en cuestión. Por esta razón, un amplificador que a frecuencias medias se encuentra perfectamente realimentado negativamente, en altas frecuencias puede pasar a estar realimentado positivamente en una gama de frecuencias por lo general fuera de la banda pasante de dicho circuito amplificador.

Resumiendo, en un esquema genérico de amplificador realimentado, mientras a frecuencias medias:

$A_{mf} = \dfrac{A_m}{1+\beta \cdot A_m}$ en donde $\beta \cdot A_m > 0$ y en consecuencia $A_{mf} > A_m$ $\Rightarrow$ Realimentación Negativa

en altas frecuencias, ya que $A_a = |A_a| \cdot e^{-j\varphi_a}$ $\quad |A_a| = f(\omega)$ y $\varphi_a = f`(\omega)$

A_{af} puede ser mayor que A_a y la realimentación se convertiría en positiva.

Por ejemplo si el sistema amplificador posee tres polos de alta frecuencia, con seguridad podrá hallarse alguna frecuencia lo suficientemente alta (por lo menos tan alta como la del polo de más baja frecuencia) para la cual, los tres polos contribuyan con una fase igual a 180 grados. Llamaremos a dicha frecuencia f_o . Así para ella se tendrá:

$$A_{af} = \frac{|A_a| \cdot e^{-j\varphi_a}}{1+\beta \cdot |A_a| \cdot e^{-j\varphi_a}} \quad \text{y su módulo en } f_o \quad |A_{af}|_{fo} = \frac{|A_a|_{fo}}{1-|\beta| \cdot |A_a|_{fo}} \qquad (X.1.)$$

Siendo posible comprobar que ahora el denominador puede arrojar un resultado inferior a la unidad y en consecuencia a esa frecuencia la realimentación se transformará en positiva, es decir:

$$A_{af}(\omega_o) = A_a(\omega_o) \quad \Rightarrow \quad \text{realimentación positiva}$$

En una red de mezcla de tipo serie, este cambio de fase, en comparación con lo que ocurre a frecuencias medias se observaría según se indica en la figura X.1. de tal manera que mientras a frecuencias medias se tenía:

$V_{im} = V_{sm} - V_{fm}$ ahora en este rango de altas frecuencias se tendrá $V_{ia} = V_{sa} + V_{fa} = V_{sa} + \beta \cdot X_{oa}$

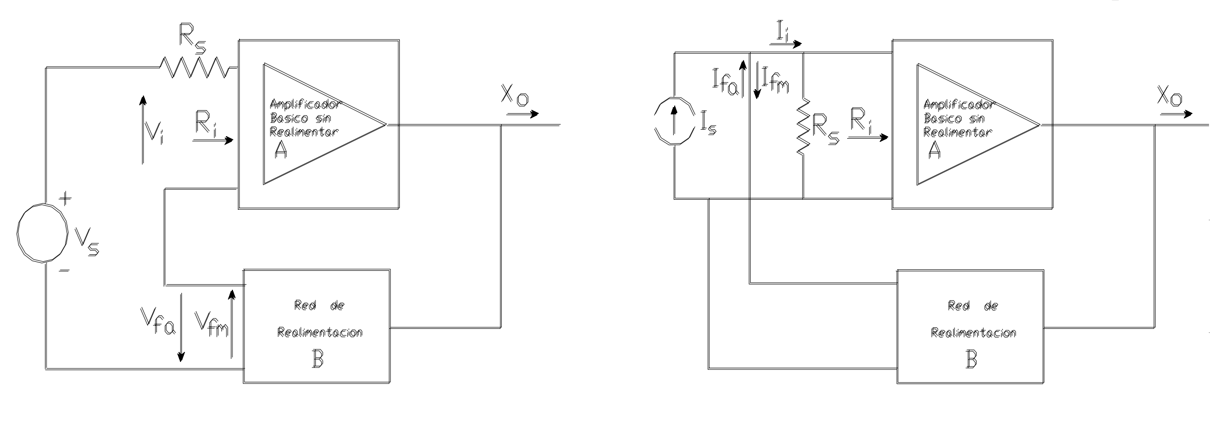


Figura X.1. Figura X.2.

Si la red de mezcla fuese paralelo, en este rango de frecuencias en donde la realimentación se transforma en positiva se tendría que:

$I_{ia} = I_{sa} + I_{fa} = I_{sa} + \beta \cdot X_{oa}$ y su interpretación se realiza en la figura X.2.

Si bien esta situación no es conveniente, ya que se anulan los efectos buscados de la realimentación negativa, es decir toda esa serie de cambios en las características dinámicas del amplificador que se consideraron como ventajas, no resultaría tan problemática si el aumento de la ganancia a lazo cerrado, por efectos de la realimentación positiva se mantuviera dentro de ciertos límites bien acotados, por ejemplo dentro de los mismos 3 dB que se toleran de variación en la ganancia cuando se define un ancho de banda. La diferencia es que ahora se trataría de 3 dB de aumento de A_{af} por encima de A_a .

Es claro que la cantidad de aumento en A_{af} va a depender por un lado del valor de β así como de la forma que adopten las funciones $|A_a| = f(\omega)$ y $\varphi_a = f'(\omega)$, pero puede suceder que simultáneamente al producirse el cambio de fase antes descripto, es decir $\varphi_a(\omega_o) = 180^o$ y por efectos de la variación del módulo (es decir $|A_a(\omega_o)|$ se registre a dicha frecuencia una situación en que:

$$|A_a(\omega_o) \cdot \beta| = 1 \qquad \text{de tal manera que} \qquad |A_{af}\,\omega_o| = \infty$$

Toda vez que siempre $V_f = A \cdot \beta \cdot V_i$, a esta particular frecuencia f_o , dado que $|A_a(\omega_o) \cdot \beta| = 1$ resulta que $V_{fa}(\omega_o) = V_{ia}(\omega_o)$, producida dicha situación, aún anulándose la excitación exterior ($V_{sa}(\omega_o) = 0$), lo que implica colocar un corto circuito en el generador de excitación exterior tal como se representa en la figura X.3., el amplificador básico no se entera de dicho cambio circuital ya que en su entrada continuará teniendo la misma tensión de entrada $V_{ia}(\omega_o)$.

Esto significa que para dicha frecuencia en particular el amplificador realimentado es capaz de proporcionar una señal a la salida ($X_{oa}(\omega_o)$) aún sin tener ningún tipo de excitación, o lo que es lo mismo que el amplificador esta autogenerando dicha señal de salida. En otras palabras el amplificador se convierte en un oscilador. Es por ese motivo que al par de condiciones que deben cumplirse para que la situación comentada tenga lugar , es decir:

$$\varphi_a(\omega_o) = 180^o \qquad \text{y} \qquad |A_a(\omega_o) \cdot \beta| = 1 \qquad \text{(X.2.)}$$

se la interpreta como **condición de oscilación del amplificador realimentado**.

En el diagrama esquemático de la figura X.3. se trata de interpretar esta condición de trabajo en forma circuital, ya que mientras inicialmente en frecuencias medias

$$V_{im} = V_{sm} - V_{fm}$$

ahora en este rango de altas frecuencias y alrededor de dicha frecuencia f_o se tendrá $A_a \cdot \beta = -1$ y $V_{fa} = -V_{ia}$

si en ese instante desconectamos V_{sa} y conectamos directamente la salida de la red de realimentación a la entrada del amplificador (es decir hacemos $V_{sa} = 0$) el amplificador no reconoce el cambio efectuado ya que continua estando excitado por la misma V_{ia} y proporcionando una X_{oa} distinta de cero.

Volviendo a la condición fijada para que ello pueda tener lugar, también llamada condición de oscilación:

$A_a \cdot \beta = -1$ significa que si $A_a \cdot \beta = \left| A_a \cdot \beta \right| \cdot e^{-j\varphi_a}$ debe cumplirse $/A_a \;.\; \beta/ = 1$ y $\varphi_a = 180º$

Otra forma de interpretar a la oscilación como ya se adelantó precedentemente, es introducir la condición en cuanto a que el módulo $/A_a \;.\; \beta/ = 1$ en la ecuación (X.1.) y dado que en ella ya habíamos considerado que $\varphi_a = 180º$, el resultado que se obtiene es, como ya se dijo:

$$/ A_{af} (\omega_o) / = \text{infinito}$$

lo que significa que aún con $V_s = 0$ la señal de salida X_o resulta finita y distinta de cero, o bien que frente a una dada V_s finita (aún siendo pequeña pero diferente de cero) la señal de salida tiende a infinito.

En realidad el valor máximo que puede adquirir X_o queda limitado por la no linealidad del dispositivo amplificador básico (como máximo en algún componente activo del amplificador básico se podrá llegar hasta el corte y/o hasta la saturación). Asimismo en la práctica no es necesario iniciar el proceso de oscilación aplicando la V_s inicial ya que el amplificador puede comenzar a oscilar espontáneamente sin requerir dicha V_s inicial, en su reemplazo puede interpretar cualquier variación en las condiciones estáticas de funcionamiento como señal de arranque (por efecto de una variación de la tensión de alimentación por ejemplo, o por un cambio térmico, etc., en general cualquier cambio transitorio en las condiciones de funcionamiento del circuito).

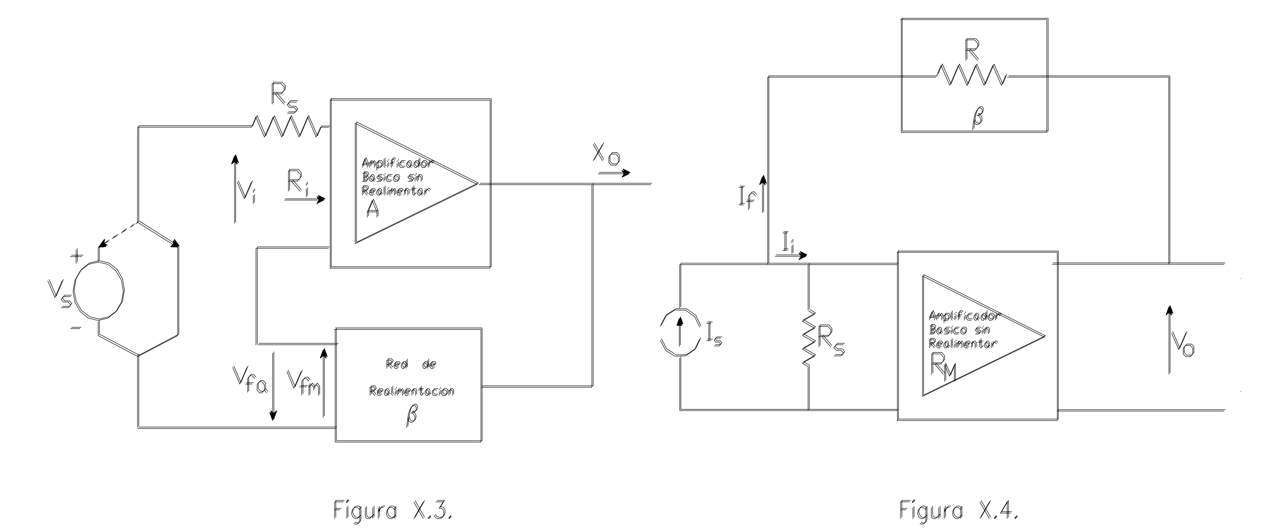


Figura X.3. Figura X.4.

Si estamos tratando con un amplificador que se precie de ser de comportamiento lineal, cualquiera de las dos formas de interpretar a la oscilación nos permiten intuir que dicho efecto produciría el inconveniente grave de que la información que procese dicho amplificador realimentado sufriría una distorsión o una deformación.

Efectivamente, si bien como se anticipó ya, la frecuencia de la oscilación se encuentra ubicada fuera de la banda pasante del amplificador, su forma de señal limitada por el corte y la saturación de algún elemento activo del amplificador básico resulta muy rica en contenido armónico por lo que su paso a través de cualquier elemento alineal y como producto de la intermodulación de dichos armónicos, seguramente generarían componentes de frecuencias comprendidas dentro del ancho de banda del amplificador perturbando así a la información útil.

La conclusión entonces debería ser que cualquier amplificador realimentado lineal en ningún caso pueda tener la posibilidad de que dicha condición de oscilación pueda producirse y el estudio de tal característica en esta instancia se reconoce en la práctica profesional como el Estudio de la Estabilidad del Amplificador Realimentado.

X.2. - CONDICIÓN DE OSCILACIÓN EN UNA TOPOLOGÍA TENSION-PARALELO:

Para una mejor ilustración consideraremos estos conceptos aplicados al caso de un sistema amplificador compuesto de tres etapas, realimentadas con una configuración tipo tensión-paralelo, es decir una situación como ilustra la figura X.4. Este sistema puede corresponder por ejemplo a tres transistores en alguna de las configuraciones vistas, conectados en cascada, a los que se le agrega una resistencia R (constitutiva de la red de realimentación) conectada entre el terminal de salida del último transistor y el terminal de entrada del primero.

En dicha configuración se determinó ya, dentro de los temas tratados en el Capítulo VII, que en cuanto a la red de realimentación, al ser:

$$\beta = \frac{I_f}{V_o} \qquad \text{ya que del circuito resulta:} \qquad I_f = \frac{V_i - V_o}{R}$$

Como $V_i << V_o$ la transferencia de esta red es $\beta = \frac{-1}{R} = |\beta| \cdot e^{j180^o}$ con $|\beta| = \frac{1}{R}$

Puede observarse que la red de realimentación posee una componente de fase de 180º. Además, al amplificador básico resuelto mediante un sistema multietapa, y a los efectos de conseguir la realimentación negativa en frecuencias medias se le debería requerir una transresistencia del tipo:

$$R_{Mm} = \frac{V_o}{I_i} = \frac{V_o}{I_s} = |R_{Mm}| \cdot e^{j180^o}$$

de esta manera, en dicho rango de frecuencias y con una I_s positiva se tendrá una V_o negativa por lo que I_f resultará positiva y al ser:

$I_i = I_s - I_f$, la realimentación en este rango de frecuencias será efectivamente negativa.

De esta manera si observamos el producto $\beta \cdot R_{Mm}$ comprobamos que:

$$\beta \cdot R_{Mm} = |\beta| \cdot e^{j180^o} \cdot |R_{Mm}| \cdot e^{j180^o} = |R_{Mm} \cdot \beta|$$

En consecuencia, la transferencia a lazo cerrado para el rango de frecuencias medias resulta:

$$R_{Mmf} = \frac{|R_{Mm}| \cdot e^{j180^o}}{1 + |R_{Mm} \cdot \beta|}$$

Seguidamente pasaremos a estudiar lo que ocurre en este amplificador realimentado en el rango de frecuencias altas. Por una parte, al ser la red de realimentación resistiva pura, no hay cambios ni en el módulo ni en la fase de la transferencia β . En cambio, en el amplificador básico, a frecuencias altas cada una de las etapas constitutivas tiene su propio ancho de banda, de modo que cada una de ellas contribuirá con su polo dominante de altas frecuencias, razón por la cual la transresistencia en altas frecuencias se podrá expresar según:

$$R_{Ma} = \frac{R_{Mm}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right) \cdot \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right) \cdot \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_3}\right)} = \frac{|R_{Mm}| \cdot e^{j180^o} \cdot e^{-j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)}}{\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)^{0,5} \cdot \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right)^{0,5} \cdot \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_3^2}\right)^{0,5}}$$

en donde: $$\varphi_1 = ar\cot ag\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)$$

Ahora, en el rango de altas frecuencias, la transferencia a lazo cerrado será:

$$R_{Maf} = \frac{R_{Ma}}{1+\beta\cdot R_{Ma}} = \frac{\dfrac{|R_{Mm}|\cdot e^{j\left(180^o-\varphi_1-\varphi_2-\varphi_3\right)}}{\left(1+\dfrac{\omega^2}{\omega_1^{\,2}}\right)^{0,5}\cdot\left(1+\dfrac{\omega^2}{\omega_2^{\,2}}\right)^{0,5}\cdot\left(1+\dfrac{\omega^2}{\omega_3^{\,2}}\right)^{0,5}}}{1+|\beta|\cdot e^{j180^o}\cdot\dfrac{|R_{Mm}|\cdot e^{j\left(180^o-\varphi_1-\varphi_2-\varphi_3\right)}}{\left(1+\dfrac{\omega^2}{\omega_1^{\,2}}\right)^{0,5}\cdot\left(1+\dfrac{\omega^2}{\omega_2^{\,2}}\right)^{0,5}\cdot\left(1+\dfrac{\omega^2}{\omega_3^{\,2}}\right)^{0,5}}}$$

y puede comprobarse que aún en altas frecuencias, la fase de la red de realimentación se cancela mutuamente con la fase de la transferencia del amplificador básico para frecuencias medias (tal como ocurre en la realimentación negativa en ese rango de frecuencias), de modo que la única componente de fase que queda en el producto $\beta\ .R_{Ma}$ en el denominador es la sumatoria de las fases de los polos del amplificador φ_a :

$$\beta\cdot R_{Ma} = |\beta|\frac{|R_{Mm}|\cdot e^{-j\left(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3\right)}}{\left(1+\dfrac{\omega^2}{\omega_1^{\,2}}\right)^{0,5}\cdot\left(1+\dfrac{\omega^2}{\omega_2^{\,2}}\right)^{0,5}\cdot\left(1+\dfrac{\omega^2}{\omega_3^{\,2}}\right)^{0,5}}$$

Supongamos identificar una frecuencia F_o para la cual $(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3) = 180^o$. Para dicha frecuencia el mencionado producto $\beta\ .\ R_{ma}$ quedará:

$$\beta\cdot R_{Ma}(F_o) = -|\beta|\frac{|R_{Mm}|}{\left(1+\dfrac{\omega_o^{\,2}}{\omega_1^{\,2}}\right)^{0,5}\cdot\left(1+\dfrac{\omega_o^{\,2}}{\omega_2^{\,2}}\right)^{0,5}\cdot\left(1+\dfrac{\omega_o^{\,2}}{\omega_3^{\,2}}\right)^{0,5}} = -|\beta\cdot R_{ma}(F_o)|$$

si además a esta frecuencia ocurre que: $|\beta\cdot R_{Ma}(F_o)| = 1$ entonces $R_{Maf}(F_o) = \dfrac{R_{Ma}(F_o)}{1-1} = \infty$

y el amplificador oscila. Resumiendo, a dicha condición se llegó considerando que siendo $\varphi_a = (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)$ y:

$\beta\cdot R_{Ma} = |\beta\cdot R_{Ma}|\cdot e^{-j\varphi_a}$ **el amplificador oscila cuando** $|\beta\cdot R_{Ma}|\cdot e^{-j\varphi_a} = 1\cdot e^{-j180^o}$ (X.2'.)

quiere decir que hablando en términos genéricos, para cualquier topología de realimentación, un amplificador oscila cuando simultáneamente:

$$|\beta\cdot A_a|\cdot e^{-j\varphi_a} = 1\cdot e^{-j180^o}$$

Si bien resulta siempre necesario asegurarse que en un amplificador realimentado, jamás pueda tener lugar dicha condición de oscilación (debido a los inconvenientes de deformación o distorsión de la señal de información que el mismo deba procesar), dado que la existencia de los polos de alta frecuencia en un amplificador es una

realidad indiscutida, se permite que fuera de la banda de paso del amplificador, el sistema realimentado pueda registrar cierta cantidad limitada de realimentación positiva.

X.3.- ESTABILIDAD DE UN AMPLIFICADOR REALIMENTADO:

Precisamente el estudio de dicha cantidad de realimentación positiva que un amplificador pueda registrar fuera de la banda de paso se reconoce en la especialidad como el estudio de la estabilidad del amplificador realimentado y el criterio que se emplea para definir cuando un amplificador es estable o no, justamente se reduce a establecer un límite para dicha realimentación positiva fuera de banda. Dicha cantidad máxima o límite máximo permitido de realimentación positiva fuera de banda se ha establecido como resultado de la experiencia, al comprobar que ningún circuito amplificador realimentado a entrado en oscilación cuando el mismo ha respetado dicho límite.

Una forma de interpretar este criterio empírico o experimental es reconociendo que dicho grupo de amplificadores realimentados, es decir los estables, han registrado realimentación positiva fuera de banda hasta un limite tal que la ganancia a lazo cerrado en ese rango de frecuencias y a consecuencia de la realimentación positiva no se incremente más allá de un 40 % por encima del valor de la ganancia a lazo abierto a esas mismas frecuencias por encima de la frecuencia de corte superior. Es decir que / A_{af} (F_o) / puede llegar a ser:

$$\left|A_{af}(F_o)\right|_{max} = \frac{\left|A_a(F_o)\right|}{0{,}7}$$

por lo que:

$$\left|1+\beta\cdot A_a(F_o)\right| = \left|1+\left|\beta\cdot A_a(F_o)\right|\cdot e^{-j\varphi_a(F_o)}\right| \geq 0{,}7$$

De acuerdo a los valores que adquiera el módulo **/ β . A_a(F_o) /** y la fase **φ_a(F_o)** el último límite mínimo puede registrarse en dos situaciones particulares que se han interpretado gráficamente en la figura X.5. ya que mientras en la X.5.a. **φ_a(F_o) = 180º** entonces **/ β . A_a(F_o) / < ó = 0,3** y por lo tanto en el límite:

$$\left|1+\left|\beta\cdot A_a(F_o)\right|\cdot e^{-j\varphi_a(F_o)}\right| = 1-0{,}3 = 0{,}7 \qquad \text{(X.3.)}$$

en la figura X.5.b.

$$\left|1+\left|\beta\cdot A_a(F_o)\right|\cdot e^{-j\varphi_a(F_o)}\right| = \left|1+1\cdot e^{-j135^o}\right| = 0{,}7 \qquad \text{(X.4.)}$$

El análisis precedente permite inferir que el estudio de la estabilidad de un amplificador realimentado es decir la menor o mayor probabilidad de que el mismo entre en oscilación, puede realizarse verificando el comportamiento en frecuencia del producto **β . A_a** también llamado **Ganancia del Lazo.**

X.3.1.- Margen de Fase:

Supongamos que del amplificador bajo estudio de su estabilidad pudiéramos representar gráficamente la respuesta en frecuencia del módulo y de la fase de la ganancia del lazo o producto β . A_a (sabemos que la fase es nada más que la fase de los polos del amplificador φ_a) y que el resultado hubiese arrojado la figura X.6.

En dicho gráfico se pueden definir dos parámetros que permiten medir en el comportamiento en frecuencia del amplificador realimentado, su grado de proximidad con respecto a la condición de oscilación. Uno de dichos parámetros es el llamado MARGEN DE FASE o **MF** que surge de imponer como límite de la estabilidad la situación que describe la ecuación (X.4.). Para poder relevarlo sobre la respuesta del módulo **/ β . A_a /** contenida en la figura X.6. ubicamos la frecuencia para la cual dicho módulo vale 1 (ó 0 dB) y luego proyectamos una

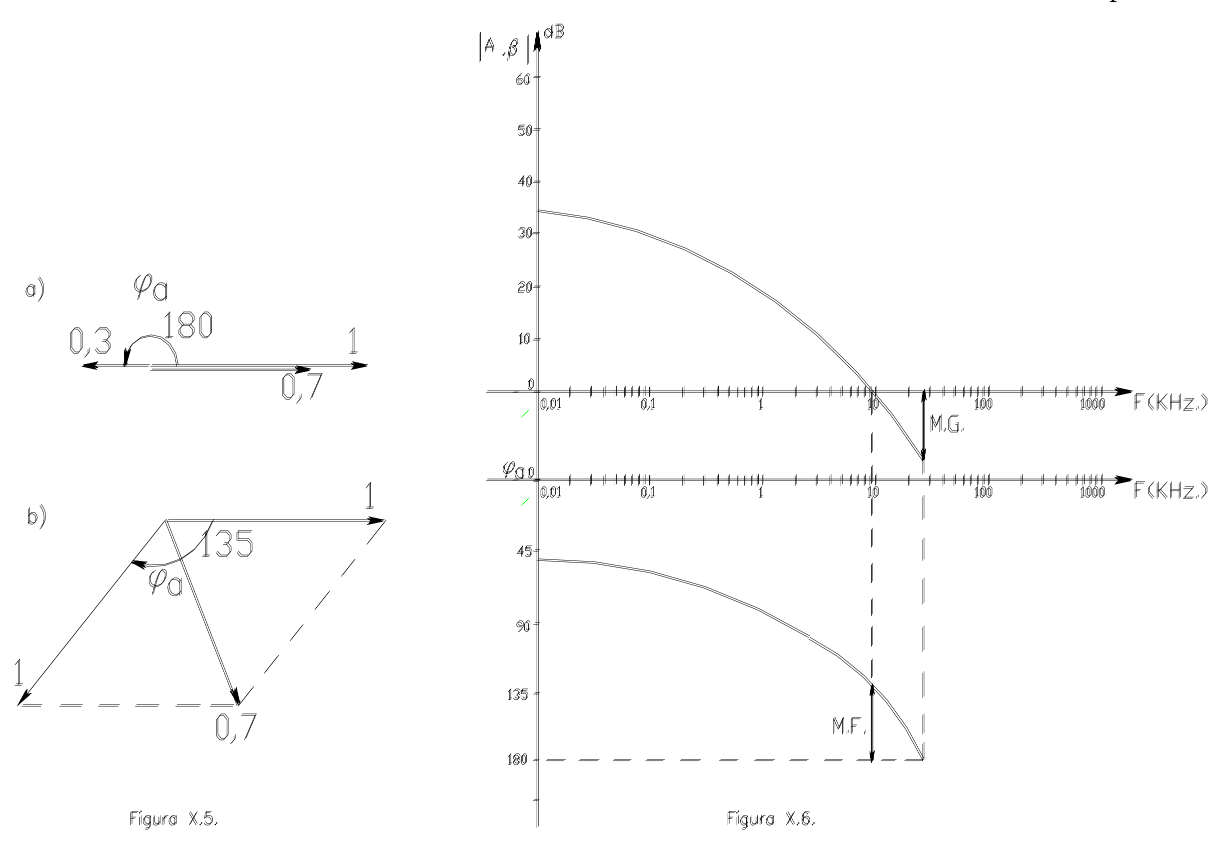


Figura X.5.
Figura X.6.

perpendicular por dicha frecuencia hasta interceptar a la curva de la fase φ_a . Por definición el MF es la diferencia entre 180º y la fase medida para dicha frecuencia en que el modulo es 1.

En la figura X.6. hemos representado la modalidad de identificar gráficamente al Margen de Fase y como la condición señalada por la expresión (X.4.) es que si el módulo **/ β . A_a /** = 1, la fase φ_a no puede ser superior a 135º el Margen de Fase Mínimo para cualquier amplificador estable es:

$$MF_{min} = 45º$$

X.3.2.- Margen de Ganancia:

El MARGEN DE GANANCIA (**MG**) se define como el valor del módulo del producto **/ β . A_a /** expresado en dB a la frecuencia para la cual la fase de dicho producto, es decir φ_a resulta ser igual a 180º. Como de acuerdo a la limitación de la cantidad de realimentación positiva, en la expresión (X.3.) cuando la fase φ_a resulta ser igual a 180º le corresponde una realimentación positiva fijada por el límite **/ β . A_a /** < 0,3 y dado que (20 . log 0,3 = -10 dB) se constata que el Margen de Ganancia Mínimo es de - 10 dB y lo ideal sería que fuese más negativo.

En la misma figura X.6. se ha identificado la frecuencia para la cual la fase es 180 º y proyectando una perpendicular sobre dicha frecuencia se ha interceptado a la curva del módulo de modo tal que el segmento que lo separa del eje de 0 dB resulta ser el Margen de Ganancia buscado.

X.4.- EJEMPLO NUMÉRICO DE PROYECTO DE UN AMPLIFICADOR REALIMENTADO ESTABLE:

Consideremos como ejemplo el caso de un amplificador existente al cual se le desea agregar una red de realimentación con el objeto de introducir una serie cambios que se juzgan necesarios. El interrogante es, en primer lugar, con qué cantidad de realimentación negativa a frecuencias medias lo realimentamos, para luego definir y determinar la red de realimentación correspondiente.

Dicho amplificador, que ahora consideramos como amplificador básico, esta constituido por tres etapas cada una de las cuales con su propia frecuencia de corte individual ubicadas respectivamente en 1, 10 y 50 MHz. y con una ganancia total que a frecuencias medias es de 1000 veces, resultado de la contribución de las tres etapas conectadas en cascada. Atento a lo descripto la ecuación transferencia que corresponde a dicho amplificador básico es:

$$A_a = \frac{A_m}{\left(1 + j\frac{f}{f_1}\right)\cdot\left(1 + j\frac{f}{f_2}\right)\cdot\left(1 + j\frac{f}{f_3}\right)} = \frac{-1000}{\left(1 + j\frac{f}{1}\right)\cdot\left(1 + j\frac{f}{10}\right)\cdot\left(1 + j\frac{f}{50}\right)}$$

en donde la frecuencia f debe expresarse en MHz. y $/ A_m / = 10^3$ y en consecuencia $20 . \log /A_m / = 60$ dB

Dado que en el producto $\beta . A_a$ la fase de β con la fase de A_m se cancelan mutuamente para que a frecuencias medias la realimentación sea negativa (y así permita conseguir las ventajas buscadas), la única fase que resta en dicho producto es la fase de los polos de A_a que son los que hacen variar a la fase del producto $\beta . A_a$ en altas frecuencias. Es por este motivo que al confeccionar el diagrama de Bode del amplificador básico operando en la parte correspondiente a la fase de dicho diagrama se estará considerando la fase del producto $\beta . A_a$.

En la figura X.7. se ha realizado la representación gráfica y asintótica tanto del módulo $/A_a /$ como de la fase de los polos del amplificador básico. Tal como se supuso en los párrafos precedentes particularmente puede comprobarse que para una frecuencia cercana a unos 22 MHz. en dicho diagrama pueden medirse los siguientes valores:

$$/A_a / = 27 \text{ dB} \qquad - \qquad \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = 180^{\circ}$$

quiere decir que si realimentamos negativamente, a frecuencias medias elegiremos una red de realimentación tal que para dichas frecuencias la fase del producto $\beta . A_m = 0^{\circ}$. Por consecuencia la fase del producto $\beta . A_a$ se reduce únicamente a la fase de los polos del amplificador básico y tal como se midiera en la figura X.7. a la frecuencia de 22 MHz. será de 180 º.

Si a esa frecuencia se tuviera además que $20 . \log / A_a . \beta / = 0$ dB ello significaría que a dicha frecuencia se satisface la condición de oscilación. Solamente a título de curiosidad veamos cuanta cantidad de realimentación hace falta incorporarle a dicho amplificador básico y en frecuencias medias para que ello tenga lugar. A tal efecto consideramos que por propiedad de la función logarítmica:

$$20 . \log / A_a . \beta / = 20 . \log / A_a / + 20 . \log / \beta / = 20 . \log / A_a / - 20 . \log / \frac{1}{\beta} /$$

entonces a dicha frecuencia de 22 MHz:

$$20 . \log / A_a . \beta / = 27 \text{ dB} - 20 . \log / \frac{1}{\beta} /$$

Si hacemos que $20 . \log / \frac{1}{\beta} / = 27$ dB a dicha frecuencia se estará cumpliendo la condición de oscilación.

ya que:

$$20 . \log / A_a . \beta /_{22 \text{ MHz}} = 20 . \log / A_a /_{22 \text{ MHz}} - 27 \text{ dB} = 0 \text{ dB}$$

y como ya se comprobó que a esa frecuencia la fase del producto $\beta . A_a = 180^{\circ}$ si realimentáramos con dicha cantidad de realimentación (β = antilog -1,35 = 0.04467) el amplificador oscilaría a la frecuencia de 22 MHz.

Volviendo al problema que nos ocupa determinemos la máxima cantidad de realimentación admisible tomando un Margen de Fase de 45 º. Para tal fin ingresamos nuevamente al diagrama de Bode perteneciente al

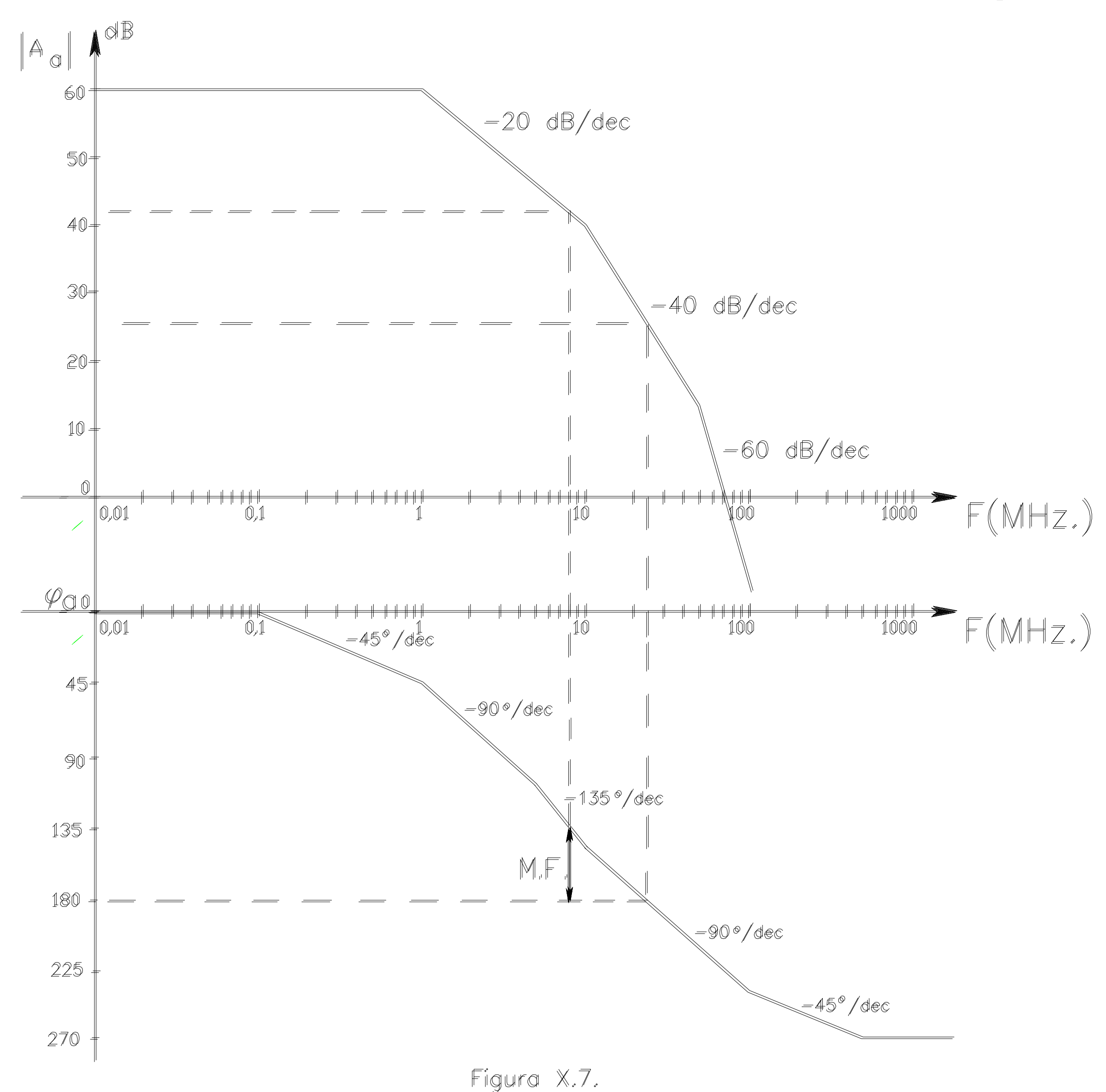


Figura X.7.

amplificador básico de la figura X.7. pero ahora ubicando la frecuencia para la cual la fase $\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 = 135\,º$, esto es 8 MHz. aproximadamente, para la cual la ganancia del amplificador resulta:

$$20 \;.\; \log \;/\, A_a \,/\; = \; 42 \;\text{dB}$$

y como se ha respetado un margen de fase mínimo, en el límite, a dicha frecuencia puede ser que el módulo del producto (β . A_a) se haga unitario (cero dB) con lo que:

$$20 \;.\; \log \;/\, A_a \;.\; \beta \,/\; = \; 42\;\text{dB} \; - \; 20 \;.\; \log \;/\, \frac{1}{\beta} \,/\; = \; 0 \;\text{dB}$$

o sea que la máxima cantidad de realimentación posible de incorporar será:

$$\beta \; = \; \text{antilog} \; -2{,}1 \; = \; 0{,}0079$$

Entonces en frecuencias medias se tendrá:

$$20 \cdot \log |A_m \cdot \beta| = 20 \cdot \log |A_m| - 20 \cdot \log \left|\frac{1}{\beta}\right| = 60 \text{ dB} - 42 \text{ dB} = 18 \text{ dB}$$

vale decir:

$|A_m \cdot \beta| = 7,9$ con lo que la diferencia de retorno que como máximo puede obtenerse es $D = 8,9$

X.5.- COMPENSACIÓN PARA PERMITIR INCREMENTAR LA CANTIDAD DE REALIMENTACIÓN:

En el ejemplo anterior puede suceder que la diferencia de retorno que como máximo puede introducirse, sin peligro de la oscilación, sea insuficiente en relación con la magnitud de los cambios que se esperaban obtener mediante la realimentación negativa (desensibilización, modificación en los niveles de impedancia de entrada y salida, etc.). En este caso cualquier aumento en la transferencia de la red de realimentación que incorporamos al amplificador básico estudiado producirían como consecuencia un amplificador inestable y propenso a la oscilación.

Es posible modificar la situación expuesta solo si se cambia la estructura de polos y ceros de alta frecuencia y/o la ganancia de dicho amplificador básico para frecuencias medias. Este mecanismo al que se denomina Compensación y mediante el cual se persigue realizar un reajuste de las curvas de magnitud y de fase del producto $\beta \cdot A$ de modo de producir un mayor margen de fase, se puede lograr por diferentes métodos a saber:

- a) introduciendo un polo extra en la función transferencia a una frecuencia inferior a la de los polos existentes, lo cual da lugar a un retardo de fase en el amplificador y por ello a este método se lo denomina Compensación por Retardo de Fase o Compensación por Polo Dominante.
- b) Compensación por Adelanto, en la cual al amplificador o a la red de realimentación se le introduce una modificación de tal manera de añadir un cero en su función transferencia produciendo por consecuencia un aumento de la fase del producto $\beta \cdot A$.
- c) Compensación por atraso - adelanto o por polo - cero. Esta metodología introduce un polo y un cero en la función transferencia del amplificador básico de manera tal que mediante el cero se cancela el polo mas bajo ya existente en el amplificador y el nuevo polo que se introduce se ubica a una frecuencia mucho menor que aquella del polo cancelado.

X.5.1. Compensación por polo dominante:

Al amplificador básico original, cuya transferencia directa de tensiones fuese A_V por ejemplo, se lo modifica agregándole un nuevo polo dominante, es decir un polo cuya frecuencia de ubicación es mucho menor en magnitud que cualquiera de la de los otros polos de la función transferencia A_V de modo tal que la nueva función transferencia, que llamaremos A_V', resulte ser:

$$A_{v'} = \frac{1}{1 + j\left(\dfrac{f}{f_d}\right)} \cdot A_v \qquad \text{(X.5.)}$$

De esta manera, la ganancia del lazo o producto $\beta \cdot A_V'$ a partir de la frecuencia del polo agregado cae con una pendiente de -20 dB/dec si es preciso hasta 0 dB antes de la frecuencia del polo más bajo de A_V (caso de requerirse aplicar la mayor cantidad de realimentación posible o sea $\beta = 1$) de modo que sus polos contribuyen despreciablemente al cambio de fase.

Esto puede lograrse con una simple red R C colocada en el amplificador, tal como se indica en la figura X.8. de modo tal que para dicha configuración el polo agregado se ubica a una frecuencia f_d que resulta ser:

$$f_d = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \qquad \text{(X.6.)}$$

Apliquemos este método en el amplificador precedentemente analizado cuyas curvas de Bode se representaron en la figura X.7. Para tal fin supongamos que la frecuencia del polo dominante que mediante el

circuito de la figura X.8. agregamos sea de $f_d = 1$ KHz. Entonces las nuevas curvas de respuesta en frecuencia luego de agregado el circuito de compensación se han representado en la figura X.9.

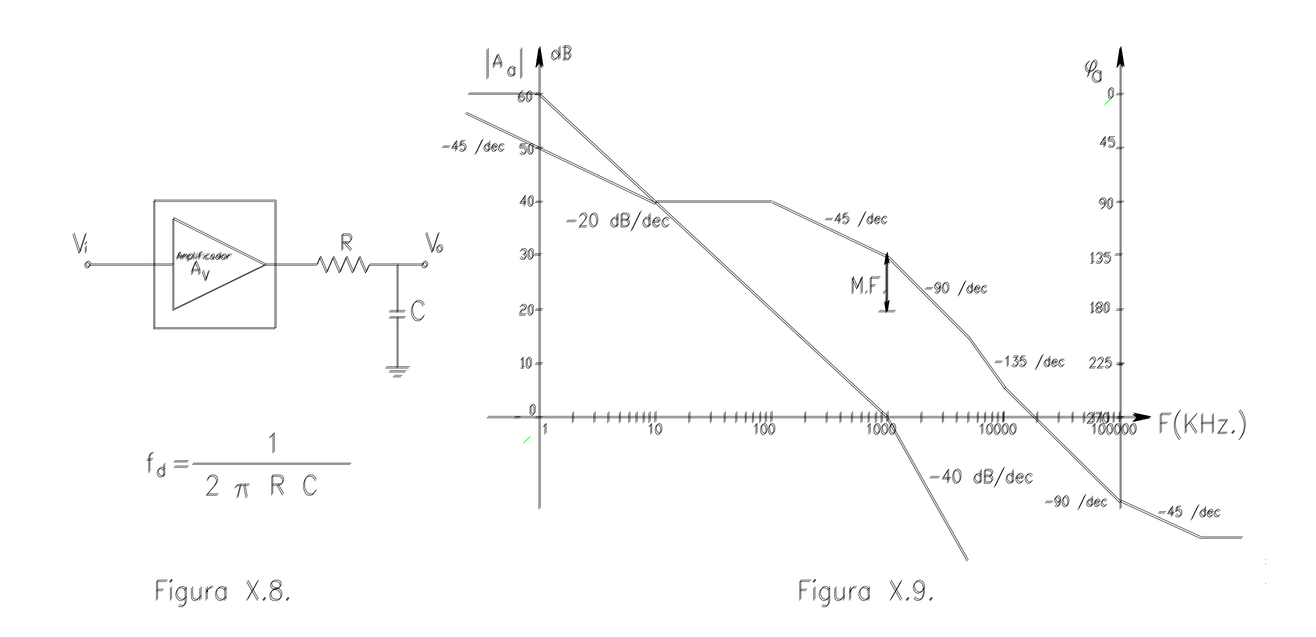


Figura X.8.

Figura X.9.

Puede comprobarse que la pendiente de -20 dB/dec que introduce el nuevo polo dominante hace que en tres décadas el amplificador pierda la ganancia de 60 dB que el mismo impone en frecuencias bajas y medias, lo que ocurre a la frecuencia de 1 MHz., es decir a la frecuencia del polo más bajo del amplificador original en donde por consecuencia la ganancia es 0 dB y la fase es de -135 º.

Resolviendo nuevamente el problema de la determinación de la máxima cantidad de realimentación admisible tomando un Margen de Fase de 45 º observamos que ahora es posible introducir $\beta = 1$ es decir la mayor cantidad posible, para la cual $D = 60$ dB $= 1000$, $/A_{Vf}/ = 0$ dB $= 1$.

X.5.2. Compensación por atraso - adelanto:

En este tipo de compensación, a la función transferencia del amplificador original se le adicionan un cero y un polo, con el cero ubicado a mayor frecuencia que el polo.

Así mediante el cero se cancela el polo de más baja frecuencia del amplificador original colocando en su reemplazo un nuevo polo de frecuencia inferior al original. En la figura X.10. se presenta al amplificador original conectado en cascada con una red apropiada para introducir un polo y un cero de modo tal que la función transferencia de la red de compensación resulta ser:

$$\text{(X.7.)} \qquad \frac{V_o}{V_o'} = \frac{1 + j\,(f / f_z)}{1 + j\,(f / f_p)} \qquad \text{con} \quad f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C} \qquad \text{y} \qquad f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_1 + R_2) \cdot C}$$

Supongamos nuevamente que aplicamos este método de compensación al mismo amplificador utilizado como ejemplo en los párrafos precedentes. En este caso la frecuencia del cero de la red de compensación debe ser igual a la del polo de 1 MHz. del amplificador original, mientras que el polo de compensación, suponiendo requerirse la cantidad máxima de realimentación posible, lo ubicamos en 7 KHz. En la figura X.11. se representa la respuesta asintótica de Bode para este nuevo amplificador compensado.

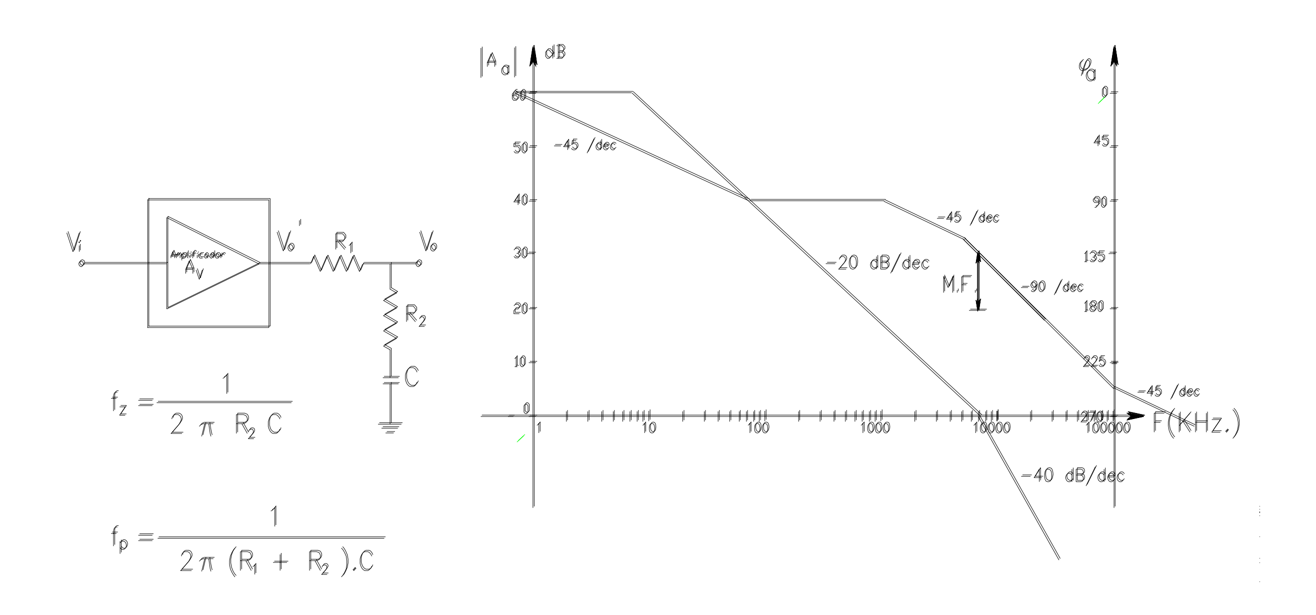


Figura X.10.

Figura X.11.

Se puede comprobar que nuevamente, con un margen de fase de 45 º es posible introducir una realimentación con $\beta = 1$. Asimismo en este caso se ve una pequeña contribución de fase del polo del amplificador original ubicado en 50 MHz alrededor de la frecuencia para la cual la ganancia a lazo abierto del amplificador se hace 0 dB.

En la figura X.12. se observa una comparación entre las técnicas de compensación por polo dominante y por polo-cero para el caso extremo de requerirse aplicar la máxima cantidad de realimentación posible pudiéndose notar una mejora del ancho de banda en el caso de la compensación atraso-adelanto en comparación con la técnica de polo dominante.

Un tercer método de compensación consiste en alterar la ganancia del lazo o producto $\beta . A$ agregando elementos reactivos en la red de realimentación de modo de compensar el amplificador realimentado produciendo un adelanto en la fase. Este tipo de compensación será analizada en detalle como aplicación de los Amplificadores Operacionales.

X.6.- RESPUESTA EN FRECUENCIA A LAZO CERRADO:

Consideremos el caso de un amplificador básico realizado mediante un amplificador operacional tipo 748 cuyo circuito esquemático suministrado por los fabricantes es idéntico al del 741 ya estudiado, con la diferencia que no posee integrada la capacidad de 30 pF entre la entrada y la salida de la segunda etapa. Si se ejecuta el ensayo de dicho circuito mediante algún programa simulador tal como el PSPICE, particularmente el estudio del comportamiento en alta frecuencia, el resultado que se obtiene es la presencia de sendos polos ubicados en alrededor de 19 KHz. y de 328 KHz. que son los que prácticamente dominan su respuesta de alta frecuencia.

Es de destacar que más arriba en frecuencia el amplificador referido presenta otras singularidades (ceros en 2,7 MHz y 10 MHz. y polos complejos conjugados en 3,9 y 16,4 MHz.) pero al estar ubicadas lo suficientemente separadas y por mayor simplicidad de análisis se considerará que no contribuyen apreciablemente en la componente de fase alrededor de la frecuencia del segundo polo considerado como dominante (328 KHz.). La respuesta asintótica de Bode de dicho amplificador 748 se muestra en la figura X.13. en donde nuevamente para una mayor

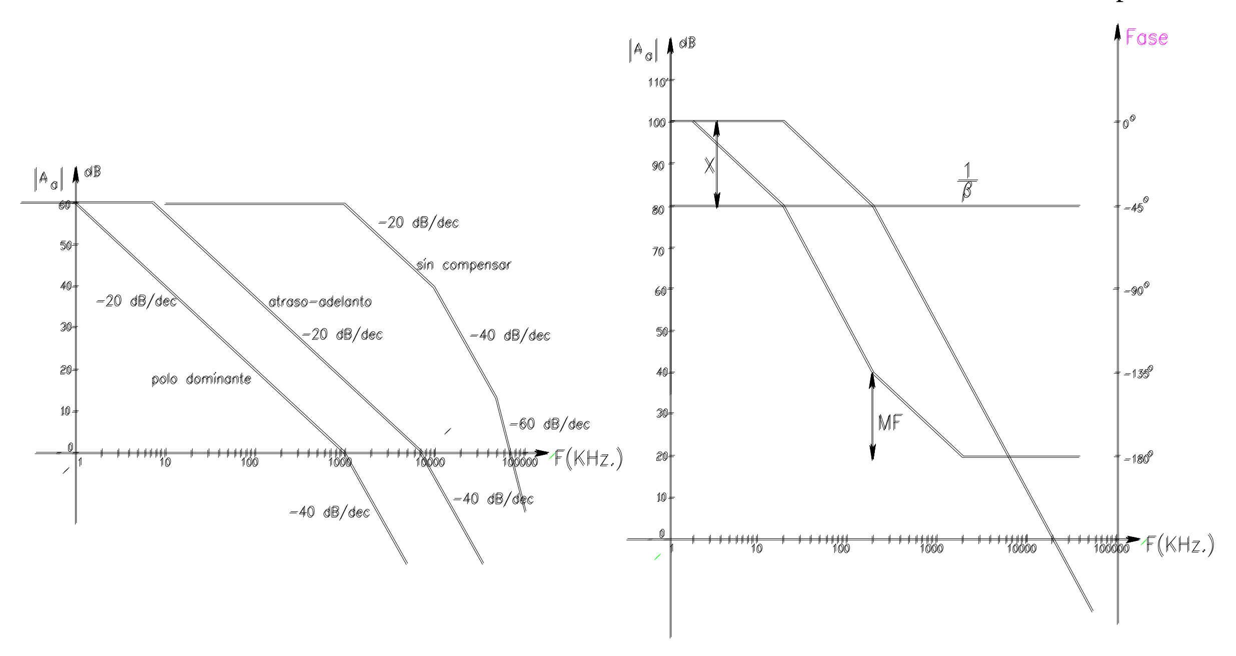


Figura X.12. Figura X.13.

simplicidad se han aproximado las frecuencias de los dos polos dominantes en 20 KHz. y en 200 KHz. así como la ganancia en frecuencia bajas y medias en 100 dB.

Si a tal amplificador le introducimos una red de realimentación con una transferencia β = 0,0001 la recta de realimentación resulta ser

$$\frac{1}{\beta} = 10^4 = 80 \text{ dB}$$ que trazamos en la misma figura X.13.

Se puede comprobar que a la frecuencia de 200 KHz. el segmento X = 0 dB, vale decir que a dicha frecuencia el producto / β . A_a / = 1 con lo que el amplificador resulta marginalmente estable (el M.F. = 45 º a la frecuencia de 200 KHz.). Cualquier realimentación con una transferencia superior a 10^{-4} daría lugar a un amplificador inestable pero el problema que ahora nos interesa es la obtención de la respuesta asintótica de Bode pero de la transferencia a lazo cerrado. Para dicho fin consideremos:

$$A_f = \frac{A}{1+\beta \cdot A} \qquad \text{cuyo módulo es} \qquad \left|A_f\right| = \frac{|A|}{|1+\beta \cdot A|} \qquad \text{(X.8.)}$$

pero solo el producto β . A también se puede expresar como:

$$\beta . A = /\beta . A/ . e^{j\varphi_a} = /\beta . A/ . (\cos \varphi_a + j \text{ sen } \varphi_a)$$ por lo que reemplazando en (X.8)

$$\left|A_f\right| = \frac{|A|}{\left|1+|\beta \cdot A| \cdot (\cos \varphi_a + j sen \ \varphi_a)\right|} \qquad \text{(X.9.)}$$

El objetivo ahora es la obtención de la curva asintótica de Bode representativa de la ecuación (X.9.) y ello lo encaramos a través de la cuantificación de la misma y para el ejemplo precedentemente presentado, para algunos particulares valores de la frecuencia. Para cada valor de frecuencia, con el auxilio de la figura X.13. encontramos los valores de / A / , / β / y φ_α , luego reemplazando en la X.9. procedemos con la determinación del / A_f /. Por ejemplo, para 2 KHz. se obtienen los valores numéricos indicados en la segunda columna de la siguiente tabla:

F (KHz.)	2	20	200	2000	20000
/ A / (dB)	100	100	80	40	0
/ A / (veces)	10^5	10^5	10^4	100	1
X (dB)	20	20	0	-40	-80
/ β . A / (veces)	10	10	1	0,01	10^{-4}
φ_a (Grados)	0º	-45º	-135º	-180º	-180º
cos φ_a	1	0,707	-0,707	-1	-1
sen φ_a	0	-0.707	-0,707	0	0

con lo que reemplazando en la expresión (X.9.) se obtiene el siguiente resultado:

$$/ A_f / = \frac{10^5}{/ 1 + 10 . (1 + j\,0) /} = 10^4 \quad \text{equivalentes a 80 dB}$$

valor este último coincidente con la recta de realimentación.

Para 20 KHz. los valores obtenidos con el uso de la figura X.13. son los que se transcriben en la tercera columna de la tabla antes referida por lo que reemplazando en la ecuación (X.9.) se obtiene:

$$/ A_f / = \frac{10^5}{/ 1 + 10 . (0{,}707 - j\,0{,}707) /} = \frac{10^5}{(8{,}07^2 + 7{,}07^2)^{0{,}5}} = 10^4 \quad \text{equivalentes a 80 dB}$$

valor este último que nuevamente coincide con la recta de realimentación.

Por su parte para 200 KHz. con los valores de la misma tabla $/ A_f /$ resulta:

$$/ A_f / = \frac{10^4}{/ 1 + 1 . (-0{,}707 - j\,0{,}707) /} = \frac{10^4}{(0{,}293^2 + 0{,}707^2)^{0{,}5}} = 13065 \quad \text{equivalentes a 82,32 dB}$$

vale decir un valor que supera en 2,32 dB a la recta de realimentación. Más precisamente, se observaría en $/ A_f /$ la existencia de un pico de ganancia debido a la presencia de la realimentación positiva, vale decir que alrededor de la frecuencia para la cual / β .A / = 1 la realimentación se hace positiva y esto hace que la ganancia a lazo cerrado sea superior a la ganancia de lazo abierto.

Luego más arriba en frecuencia, por ejemplo para 2 MHz.:

$$/ A_f / = \frac{100}{/ 1 + 0{,}01 . (-1 + j\,0) /} = 100 \quad \text{equivalentes a 40 dB}$$

valor este último coincidente con la ganancia a lazo abierto del amplificador básico, cosa que se vuelve a repetir para 20 MHz.. Este resultado nos indica que la curva de respuesta a lazo cerrado para frecuencia menores a aquella en la que / β . A / = 1 es coincidente con la recta de realimentación (como ya vimos en frecuencias bajas y medias A_f = (1/β) si A es lo suficientemente grande) mientras que para frecuencia mayores a dicha frecuencia la respuesta a lazo cerrado es coincidente con la respuesta a lazo abierto o del amplificador básico.

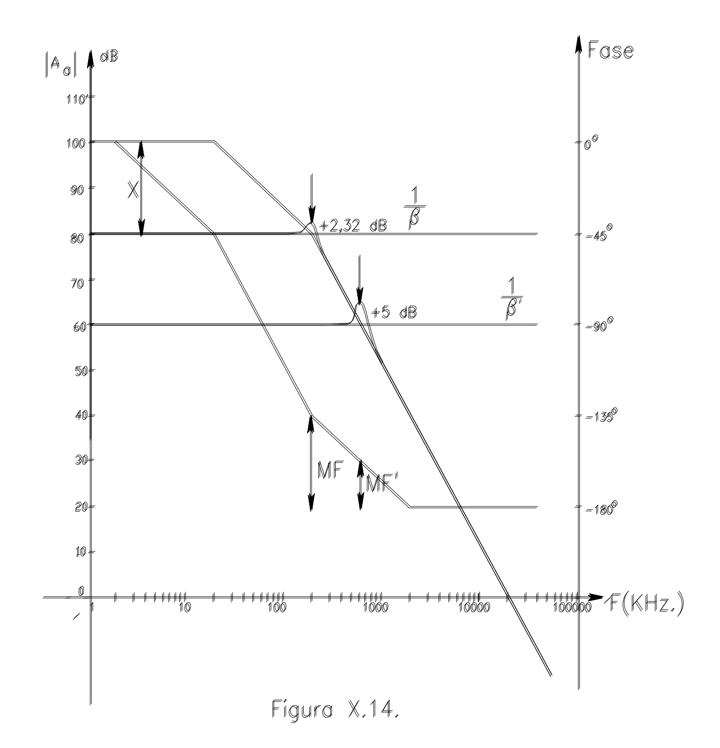


Figura X.14.

Este resultado puede comprobarse gráficamente en la figura X.14., en donde además se ha representado la respuesta a lazo cerrado para el caso del mismo amplificador que tuviera una cantidad de realimentación mayor y por lo tanto un margen de estabilidad o Margen de Fase de tan solo 30 º. En este caso el pico de la ganancia a lazo cerrado a la frecuencia en que el $/ \beta \, . \, A / = 1$ es de aproximadamente 5 dB y como ya se ha dicho el sistema se considera inestable. Si se continua aumentando la realimentación y para el caso en que tenga lugar la condición de oscilación dicho pico de ganancia alcanza el valor infinito constituyéndose en un dispositivo amplificador indeseable.

Volviendo el caso de $\beta_{max} = 0{,}0001$ de acuerdo con el formato de la curva de respuesta en frecuencia a lazo cerrado puede comprobarse que la frecuencia de corte Fh_f (a lazo cerrado) es un poco más alta que 200 KHz. resultado éste coherente con la propiedad de la realimentación negativa relativa a que se mejora el ancho de banda en D veces ya que al ser X = 20 dB en frecuencias medias, D = 11 y por lo tanto:

$$Fh_f = D \; . \; Fh = 11 \; . \; 20 = 220 \text{ KHz.}$$

X.7.- ESTABILIDAD DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Retomemos el tema de la estabilidad ahora considerando a los amplificadores operacionales como amplificador básico de un sistema realimentado, tal como se consideró en el ejemplo del párrafo precedente. En dicho sistema puede constatarse que trabajando con el amplificador operacional 748 sin ningún tipo de compensación, la máxima cantidad de realimentación que puede introducirse es de $\beta = 0{,}0001$ en cuyo caso la diferencia de retorno máxima con la que puede operarse es de tan solo 11 veces.

Existe un buen número de aplicaciones en donde resulta necesario operar con una mayor diferencia de retorno y en casos particulares (a menudo muy frecuentes) llegar a trabajar con $\beta = 1$. De realizarse ello con el mismo amplificador básico considerado en el ejemplo anterior y sin ningún tipo de compensación, se estarían realizando circuitos amplificadores inestables.

Por ello en la especialidad se cuenta con otro tipo de amplificadores operacionales, tal como el 741, cuyo circuito esquemático, como ya dijéramos es totalmente coincidente al 748, solo que dispone internamente en el integrado de una capacidad de 30 pF conectada entre la entrada y la salida de la segunda etapa tal como se muestra una vez más en la figura X.15. Dicha capacidad constituye el circuito de compensación y su magnitud es tal que

permite introducir la mayor cantidad de realimentación tal que el amplificador posee ganancia a lazo cerrado unitaria y el usuario no debe preocuparse por la estabilidad.

El precio que se paga para acceder a dicha facilidad es el sacrificio en el ancho de banda ocasionado por la técnica de compensación, cuando se utiliza al amplificador operacional como amplificador básico de un sistema realimentado con una transferencia a lazo cerrado superior a la unidad.

La configuración circuital de la compensación adoptada en este caso se fundamenta en la limitación tecnológica de integrar valores de capacidad superiores a unos 50 pF en el interior del mismo circuito integrado monolítico. Ubicando dicha capacidad C = 30 pF como se observa en la figura X.15. se esta recurriendo al efecto multiplicador de Miller necesario para desplazar el polo originalmente ubicado alrededor de 20 KHz. a una frecuencia de tan solo 5 Hz. y cancelar el polo que según el análisis precedente, en el 748 se ubica alrededor de la frecuencia de 328 KHz. De modo tal que la curva de respuesta en frecuencia del 741, tal como la suministran los diferentes fabricantes se presenta como se indica en la figura X.16.

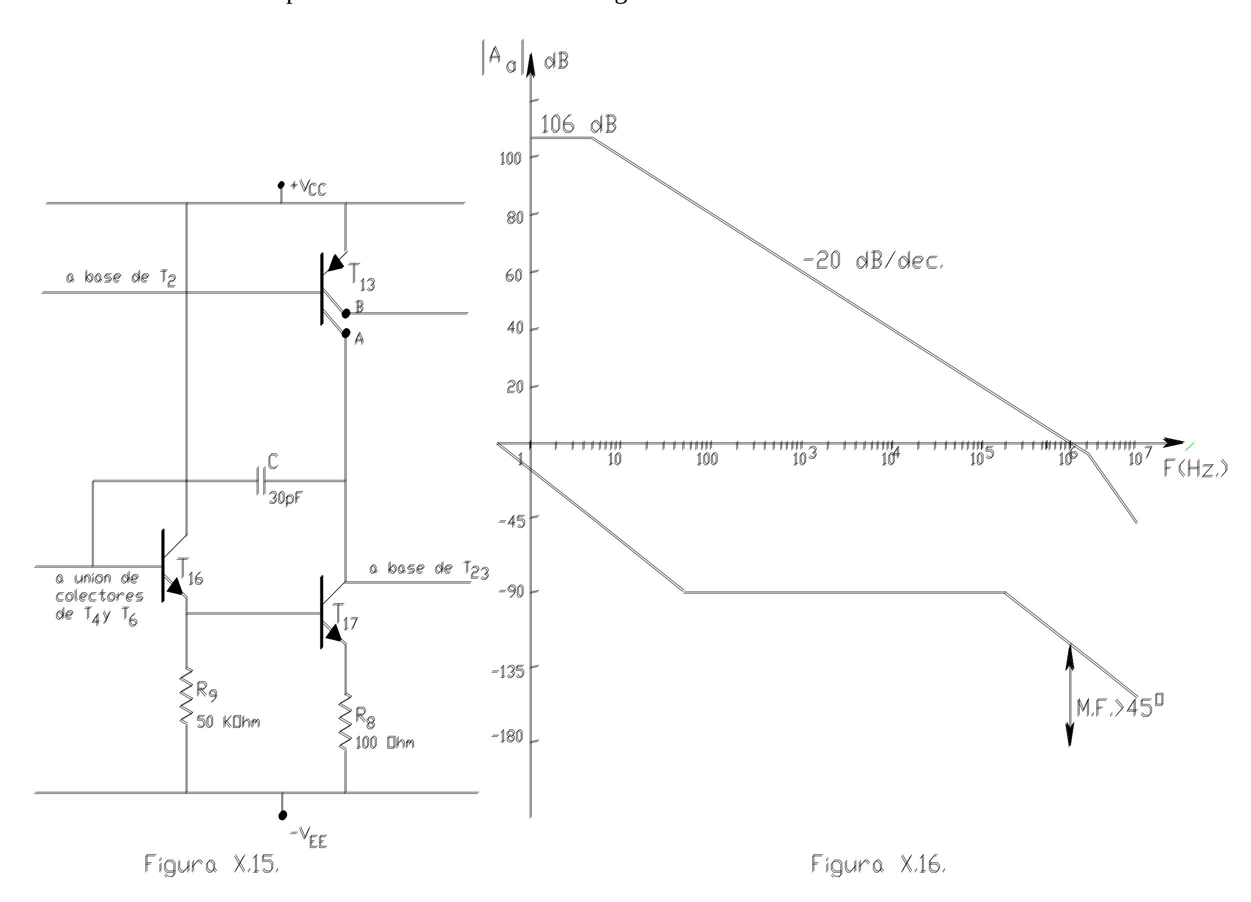


Figura X.15.

Figura X.16.

Efectivamente, si consideramos el efecto Miller, el capacitor C = 30 pF se refleja sobre la entrada de la segunda etapa en forma proporcional a la ganancia de la misma. De acuerdo con los cálculos realizados en el Capítulo V, la ganancia de esta segunda etapa resultó ser 454 veces por lo que la capacidad reflejada resulta ser:

$$C_i = C \cdot A_{V2} = 30 \cdot 10^{-12} \cdot 454 = 13{,}61 \text{ nF}$$

Por otra parte en el mismo Capítulo V se determinó que la resistencia dinámica de carga de la primera etapa, es decir la resistencia de descarga de dicho capacitor C_i , era la resultante del paralelo de la R_{o1} = 6,5 MOhm con la R_{i2} = 5,44 MOhm cuyo resultado es de aproximadamente 2,96 MOhm, por lo que la constante de tiempo de descarga del mismo es:

$$\tau_{Ci} = C_i \cdot (R_{o1} // R_{i2}) = 13{,}61 \cdot 10^{-9} \cdot 2{,}96 \cdot 10^{6} = 40{,}3 \text{ mseg.}$$

Este circuito asociado al capacitor de compensación, además de cancelar el segundo polo que se ubicaba en 328 KHz. A consecuencia de la constante de tiempo de descarga recién determinada, produce el corrimiento del polo dominante desde 19 KHz. Hasta una frecuencia determinada por su inversa, es decir:

$$f_p = \frac{1}{2 \, . \, \pi \, . \, C_i \; . \; (R_{o1} \, // \, R_{i2})} = \frac{1}{6{,}28 \, . \, 40{,}3 \, . \, 10^{-3}} = \frac{1000}{253{,}12} = 4 \text{ Hz. aproximadamente.}$$

que es responsable de introducir la quebradura en el comportamiento en frecuencia que muestra la figura X.16.

En dicha figura puede comprobarse que la ganancia se hace 0 dB (uno) para la frecuencia de 1 MHz. coincidente con la definición del producto ganancia por ancho de banda que fuera analizado en el Capítulo V. Como consecuencia de ello para una ganancia a lazo cerrado unitario el margen de fase resultante es superior a 45 grados motivo por el cual mientras la red de realimentación sea resistiva pura el sistema realimentado será siempre estable si el amplificador básico se resuelve con un amplificador operacional tipo 741.

X.7.1.- Error Dinámico como función de la Frecuencia:

Consideraremos dos ejemplos de aplicación de amplificadores realimentados en base al Op.Amp. 741 como amplificador básico. Por un lado el Amplificador Operacional Seguidor que se indica en la figura X.17.a) y cuyo principio de funcionamiento fue oportunamente revisado en el apartado VIII.2.1. del presente trabajo, con la particularidad de que ahora $R_s = R = R_1 = 0$ y el Amplificador Operacional No Inversor con ganancia a lazo cerrado de 26 dB tal como lo indica la figura X.17.b).

En la figura X.18. se han reproducido la Curva de Respuesta Asintótica de Bode correspondiente al Op.Amp 741 indicándose en el mismo las Rectas de Realimentación que corresponden a ambas aplicaciones. Mientras que en el Amplificador Operacional Seguidor la Recta de Realimentación pasa por el valor:

$$\beta = 1 \qquad\qquad R.R._{Seguidor} = 20 \; . \; \log \; / \; 1/\beta \; / \; = 0 \text{ dB}$$

para el amplificador no inversor de 26 dB de ganancia:

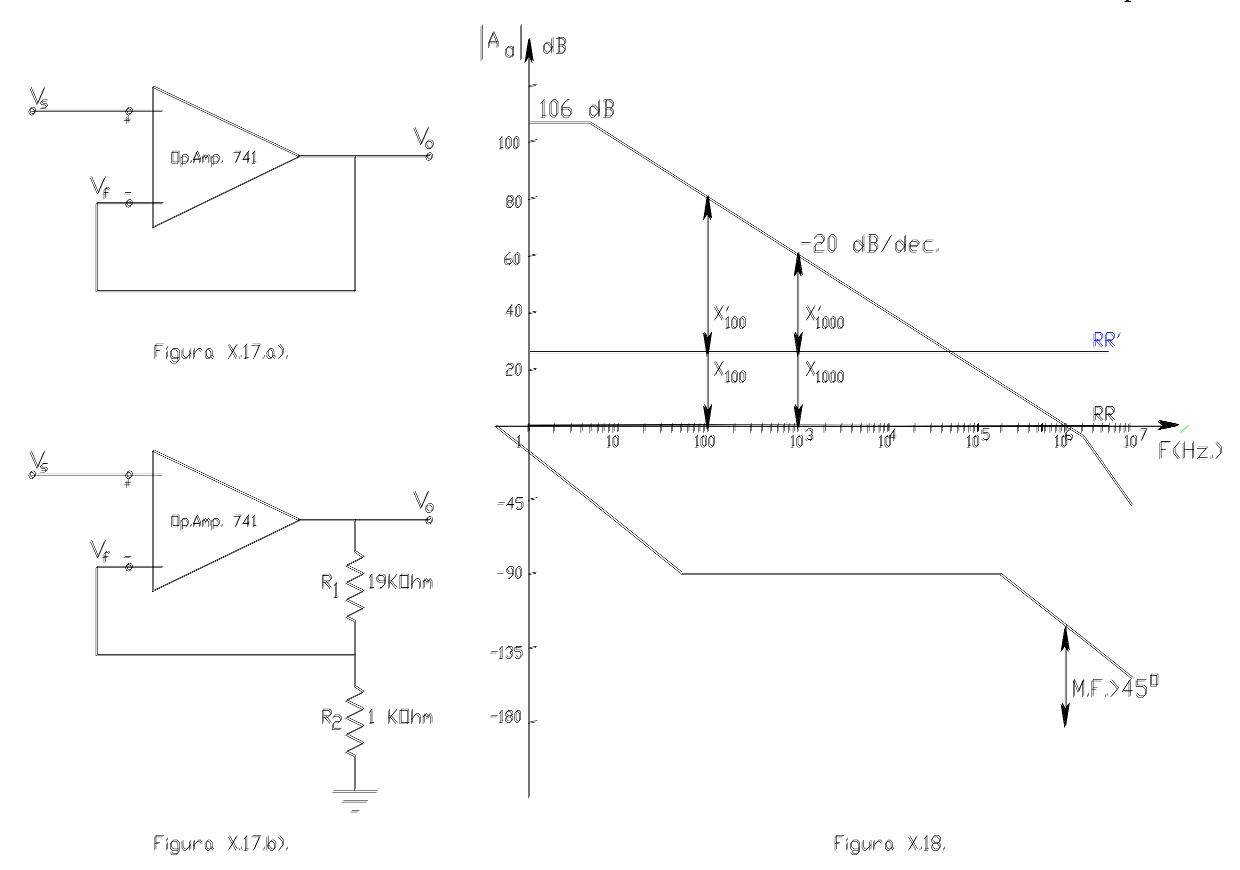
$$\beta' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0{,}05 \qquad\qquad R.R'._{No\ Inversor} = 20 \; . \; \log \; / \; 1/\beta' / \; = 26 \text{ dB}$$

Según se vio precedentemente el segmento X, separación entre la curva de respuesta de la amplificación a lazo abierto y la recta de realimentación representa los valores del módulo del producto $\beta \, . \, A_a$ y tal como se puede apreciar en la figura X.18. varía según la frecuencia de trabajo que interese considerar.

Por otra parte la ecuación VIII.6. establece que el error dinámico que se comete al suponer que el amplificador operacional tiene características ideales es inversamente proporcional a dicho producto, por lo que deducimos que dicho error depende de la frecuencia de trabajo y aumenta a medida que se reduce la amplitud de dicho segmento X. Por ejemplo para el amplificador operacional seguidor de la figura X.17.a). a la frecuencia de 100 Hz, al ser $X_{100} = 80$ dB equivalentes a 10^4 veces, el error $\varepsilon_{100} = 0{,}01$ %, en cambio para 1000 Hz. dicho error es de $\varepsilon_{1000} = 0{,}1$ % pudiéndose considerar en ambos casos despreciable.

Pero para el circuito amplificador operacional no inversor de la figura X.17.b). cuya ganancia a lazo cerrado y a frecuencias medias es:

$$A_{mf} = \frac{1}{\beta'} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{20}{1} = 26 \text{ dB}$$ representada por la recta de realimentación RR' en la figura X.18.



a la frecuencia de 1 KHz. presenta un error dinámico ε'_{1000} = 2 % al ser X'_{1000} = 34 dB que para alguna aplicación puede resultar ya inconveniente.

De ser así cabe considerar que esta aplicación emplea una cantidad de realimentación β' = 0,05 bastante inferior al caso del seguidor, por lo que al resolverse con el Op.Amp. 741, compensado interiormente como para permitir β = 1, el margen de fase resultante es de 90 º, vale decir que comparado con el caso de utilizar el Op.Amp. 748 en este caso se esta perdiendo innecesariamente ancho de banda o lo que es lo mismo se esta incrementando innecesariamente el error dinámico.

Se aprecian las ventajas y desventajas de los amplificadores operacionales compensados interiormente, tal como el 741, por una parte presenta la facilidad de que al poder operar sin riesgo de oscilación en cualquier red de realimentación resistiva pura, incluso hasta β = 1, puede ser utilizado sin que el usuario se preocupe por la estabilidad e incluso ser utilizado por un usuario que ignore totalmente los conceptos de estabilidad y compensación. El precio que se paga por ello es que si se lo emplea con un lazo de realimentación con $\beta < 1$ se pierde ancho de banda o se empeora el error dinámico, amen de las limitaciones en la velocidad de excursión que fueran discutidas en el Capítulo V.

Para el ejemplo de la figura X.17.b). y apelando a la familia de curvas de respuesta en frecuencia para distintos capacitores de compensación, que algún fabricante proporcione para el Op.Amp. 748, el amplificador básico de dicho sistema puede ser resuelto con mayor ventajas por un 748 compensado exteriormente con un condensador de 3 pF que el usuario debe conectar entre los terminales que el fabricante indique para tal fin en cuyo caso el error dinámico para 1 KHz. se podría conservar en un valor de 0,1 %.

X.7.2.- Compensación Externa en Amplificadores Operacionales:

Lo dicho precedentemente puede comprobarse sobre la figura X.19. que intenta reproducir las curvas de respuesta en frecuencia del Op.Amp. μA748 (suministradas por Fairchild Semiconductor) y sobre la cual se ha interpolado entre las características que corresponden a ganancias a lazo cerrado de valores Gain = 10 y Gain = 100

estimándose así una capacidad de compensación de 3 pF que debe ser conectada por el usuario entre los terminales 1 y 5 del circuito integrado.

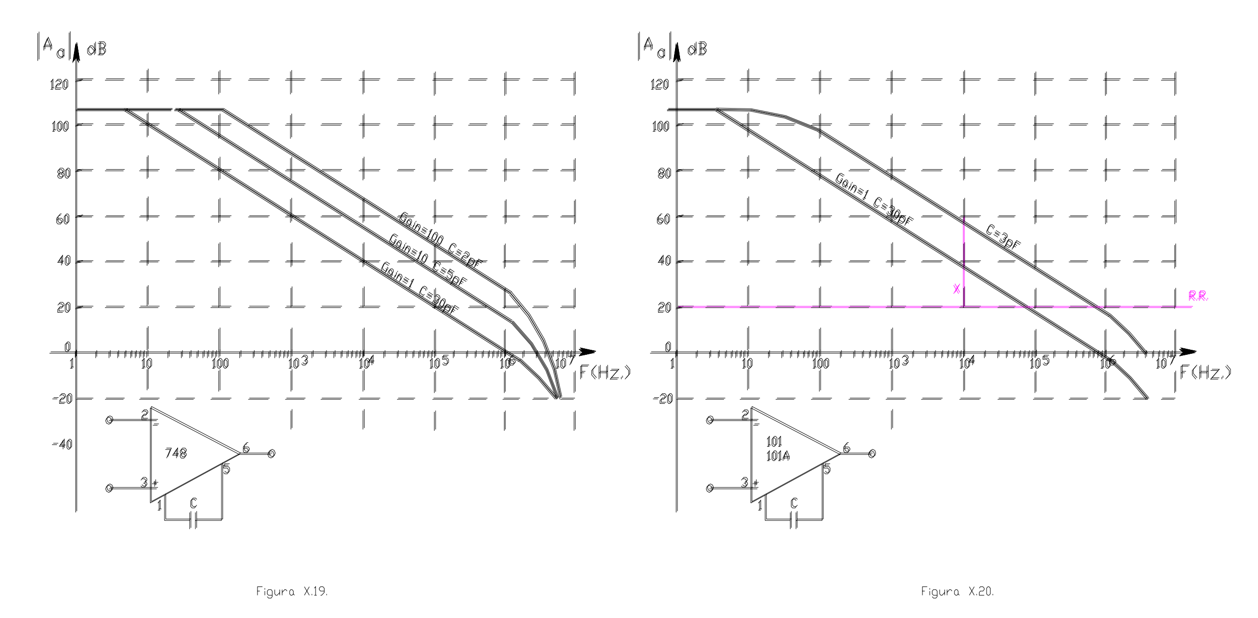


Figura X.19.

Figura X.20.

Otro amplificador operacional que comparte la misma característica de Producto Ganancia por Ancho de Banda de 1 MHz. y que también es compensado exteriormente es el Op.Amp. 101 cuya familia de curvas de respuesta en frecuencia para diferentes capacitores de compensación (tal como las suministra National Semiconductor) se aprecian en la figura X.20.

En todos los casos analizados se aprecia que existe una relación inversamente proporcional entre la frecuencia del polo dominante que agrega el capacitor de compensación y el valor de dicha capacidad de compensación, es decir:

$$F_1 = \frac{K_1}{C} \qquad (X.10.)$$

de tal manera que tanto para el 748 como para el 101 (también el 301):

$$K_1 = F_1 \ . \ C = 10 \text{ Hz.} \ . \ 30 \text{ pF.} = 300 \text{ pF . Hz.}$$

Esto es especialmente importante para trabajar con Op. Amp. Compensables exteriormente para los cuales los fabricantes no suministren las familias de curvas de respuesta, ya que atento a esta proporcionalidad se puede resolver la compensación siguiendo el siguiente razonamiento:

a) supongamos trabajar con una ganancia a lazo cerrado que en C.C. y frecuencias medias sea de 20 dB y se requiere que a 10 KHz. el error dinámico ε sea inferior a 1 %.
b) sobre la figura X.20. ubicamos la correspondiente Recta de Realimentación en 20 dB y en 10 KHz. un segmento X = 40 dB (ε = 0,01 = 1 %) y a partir de su extremo superior imaginamos una recta de -20 dB/dec. de pendiente, tal que requeriría un polo ubicado en una frecuencia F_1' = 100 Hz.
c) esto equivale a incluir una capacidad de compensación que nuevamente debe satisfacer la relación (X.10.) por lo que tomando el valor de K_1 precedentemente calculado:

$$C' = \frac{K_1}{F_1'} = \frac{300 \text{ pF . Hz.}}{100 \text{ Hz.}} = 3 \text{ pF}$$

d) debemos notar asimismo que igual resultado se obtiene haciendo $C' = \beta \ . \ C = 0{,}1 \ . \ 30 \text{ pF} = 3 \text{ pF}$. De

modo que generalizando, se puede decir que si C es la capacidad que compensa de modo de permitir una realimentación $\beta = 1$, es decir 30 pF en nuestro caso, la nueva capacidad C' necesaria para cualquier otra cantidad de realimentación menor, será:

$$C' = \beta \, . \, C \qquad (X.11.)$$

X.8.- APLICACIÓN DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES COMO CIRCUITO DIFERENCIADOR:

El circuito básico diferenciador utilizando un amplificador operacional se muestra en la figura X.21. Se trata de una configuración inversora en donde la señal de excitación se conecta al terminal inversor a través de un condensador C, mientras que en el lazo de realimentación, entre la salida y el terminal inversor se conecta el resistor R.

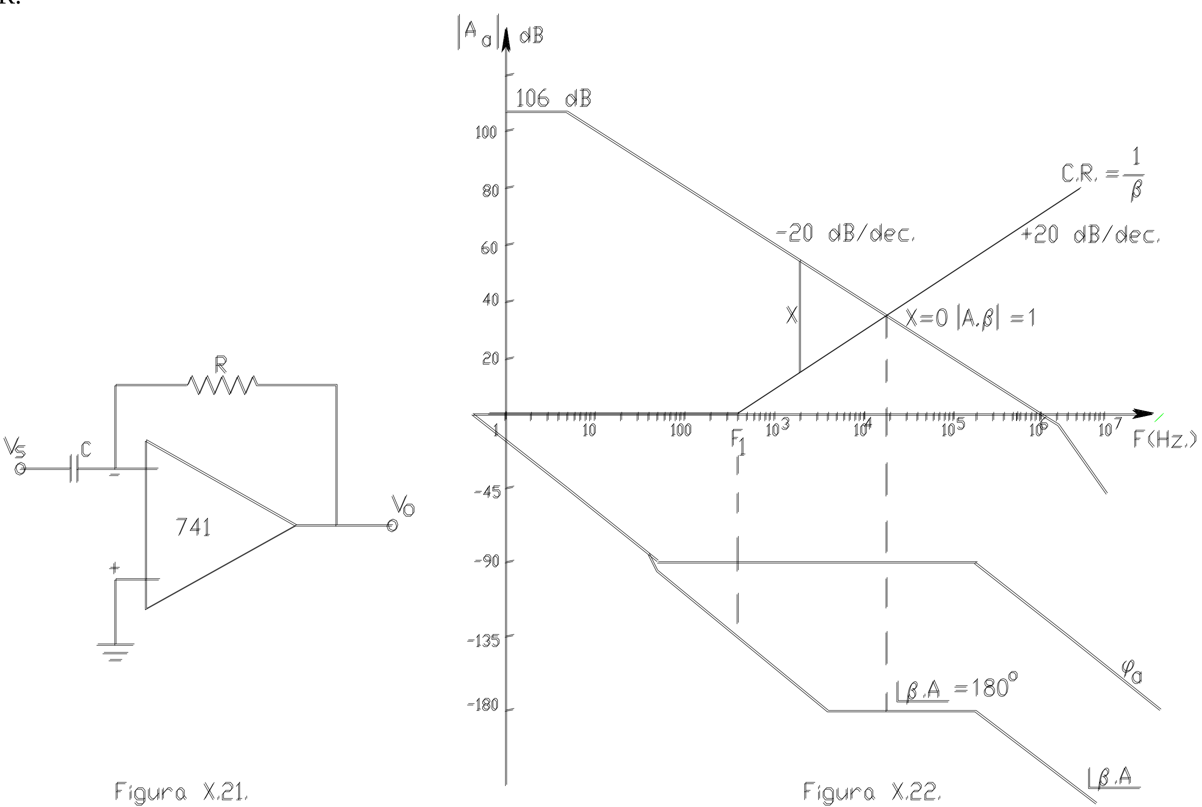


Figura X.21.

Figura X.22.

Suponiendo a un Op.Amp. ideal, el terminal inversor de esta configuración se comporta como tierra virtual por lo que la corriente I que circula por el condensador C resulta ser:

$$I = C \, . \, \frac{dVs}{dt}$$

mientras que por el resistor R:

$$I = \frac{-Vo}{R}$$

y dado que la corriente que penetra al operacional es nula:

$$\frac{-Vo}{R} = C \, . \, \frac{dVs}{dt}$$

y en consecuencia la tensión de salida es:

$$Vo = -C \, . \, R \, . \, \frac{dVs}{dt} \qquad (X.12.)$$

Se observa en la expresión (X.12.) que la tensión de salida es proporcional a la derivada de la tensión de entrada, o sea que el circuito analizado se comporta como un circuito derivador o diferenciador. Como veremos a continuación, este esquema no resulta práctico ya que no es estable en razón de que no respeta un Margen de Fase mínimo superior a 45º.

Con la finalidad de llevar a cabo el análisis de la estabilidad del circuito, supondremos utilizar un Op.Amp. "inherentemente" estable, tal como el 741, aclarándose que podría emplearse cualquier otro tipo de Op.Amp., tal vez con mejores características para comportarse como diferenciador, solo que de lo que se trata ahora es estudiar como influyen los elementos reactivos cuando forman parte de la red de realimentación y entonces para mayor simplicidad es que tomamos un Op.Amp. que sabemos posee las mejores características desde el punto de vista de la estabilidad.

En consecuencia, en la figura X.22. volvemos a reproducir su curva de respuesta de amplitud y fase en función de la frecuencia y sobre el mismo diagrama iremos incorporando las características de esta nueva red de realimentación. En primer lugar ubicaremos en dicho diagrama a la Ganancia del Ruido $(1/\beta)$ de esta nueva red de realimentación. En tal sentido recordemos que cuando se realimentaba con una red resistiva pura, dicha representación gráfica arrojaba como resultado una Recta de Realimentación (R.R.)

Ahora, al hallarse compuesta por elementos reactivos, la gráfica de la ganancia del ruido se conformará como una Curva de Realimentación (C.R.) dado que la misma equivale a la inversa de la transferencia:

$$\beta = \frac{Xc}{Xc + R}$$ con lo que en el dominio de la frecuencia compleja s $$\beta = \frac{\frac{1}{s\,.\,C}}{\frac{1}{s\,.\,C} + R} = \frac{1}{1 + s\,.\,C\,.\,R}$$

Para un análisis con señal senoidal, llamando:

$$F_1 = \frac{1}{2\,.\,\pi\,.\,C\,.\,R} \qquad\qquad \beta = \frac{1}{1 + j\,\frac{F}{F_1}} \qquad (X.13.)$$

por lo que:

$$\frac{1}{\beta} = \left(1 + \frac{F^2}{F_1^2}\right)^{0,5} .\ e^{j\varphi_1} \qquad \text{con} \quad \varphi_1 = \text{arctag}\ \frac{F}{F_1}$$

lo cual expresa que ahora la malla de realimentación impone una transferencia también dependiente de la frecuencia, mas precisamente estableciendo un polo adicional en F_1 que introduce una fase negativa adicional en el producto $\beta\ .\ A_a$. A dicha frecuencia F_1 la Curva de Realimentación posee un cero que hace que el segmento X no solo varíe por la variación de A_a sino también ahora por la variación de $(1 / \beta)$.

Considerando que dicha frecuencia F_1 resulte ser 400 Hz. (a título de ejemplo) dichas características se han representado en la figura X.22.. Se puede comprobar que aproximadamente a la frecuencia de 20 KHz. se produce la condición de oscilación motivo por el cual hemos adelantado que el circuito diferenciador analizado no resulta práctico.

X.8.1.- Circuito Diferenciador Estable:

Para solucionar su problema de estabilidad el circuito analizado debe ser modificado, tal como se indica en la figura X.23., con el agregado del resistor R_s en serie con el condensador que ahora llamaremos C_s en serie entre la fuente de tensión de excitación y el terminal inversor del Op.Amp.

Para este nuevo circuito la transferencia de la red de realimentación resulta:

$$\beta = \frac{R_s + Xc_s}{R_s + Xc_s + R}$$ así en el dominio de la frecuencia compleja s $$\beta = \frac{R_s + \frac{1}{s\,.\,C_s}}{R_s + \frac{1}{s\,.\,C_s} + R} = \frac{1 + s\,.\,C_s\,.\,R_s}{1 + s\,.\,C_s\,.\,R}$$

En donde se ha considerado:

$$R >> R_s$$

y si aquí llamamos:

$$F_1 = \frac{1}{2 . \pi . C_s . R} \quad (X.14.) \qquad y \qquad F_2 = \frac{1}{2 . \pi . C_s . R_s} \quad (X.15.)$$

la respuesta para la señal senoidal es:

$$\beta = \frac{1 + j \dfrac{F}{F_2}}{1 + j \dfrac{F}{F_1}} = \frac{\left(1 + \dfrac{F^2}{F_2^2}\right)^{0,5} . e^{j\varphi_2}}{\left(1 + \dfrac{F^2}{F_1^2}\right)^{0,5} . e^{j\varphi_1}} \qquad \text{con} \qquad \varphi_i = \text{arctag} \frac{F}{F_i}$$

Puede constatarse que la nueva red de realimentación, además de presentar el polo a la frecuencia F_1 como la anteriormente estudiada, impone un cero a la frecuencia F_2 que contribuye con una componente de fase positiva (φ_2), de modo tal que en la fase del producto $\beta . A_a$ además de tenerse $(- \varphi_a - \varphi_1)$ aparece sumando $(+ \varphi_2)$ como veremos tiende a mejorar la característica del margen de fase.

En consecuencia, la nueva curva de realimentación queda expresada en forma asintótica por ecuación:
:

$$C.R. = \left/ \frac{1}{\beta} \right/ = 20 . \log \left(1 + \frac{F^2}{F_1^2}\right)^{0,5} - 20 . \log \left(1 + \frac{F^2}{F_2^2}\right)^{0,5}$$

así por ejemplo si consideramos una frecuencia $F_1 = 1000$ Hz (que constituye simplemente un ejemplo numérico que facilita la exposición pero que puede ser no práctico), y consideramos que $R = 10 . R_s$ ($F_2 = 10$ KHz.) la curva de respuesta en frecuencia del amplificador operacional superpuesta con la correspondiente a la ganancia del ruido y con la de fase del producto $\beta . A_a$ se han ejecutado en la figura X.24.

En dicha figura se puede comprobar que ahora X = 0 dB, que implica que el módulo del producto $\beta . A_a$ resulta unitario, se produce ahora en una frecuencia de 100 KHz., frecuencia para la cual el margen de fase es de 90 º, vale decir que el circuito resulta estable.

La transferencia de señal de este circuito la analizamos estudiando la corriente I, que como sabemos -dadas las características ideales del Op.Amp. debe ser la misma en ambas ramas de la red de realimentación:

$$I = \frac{-V_o}{R} = \frac{V_s}{R_s + \dfrac{1}{s . C_s}} \quad ; \quad \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R}{R_s + \dfrac{1}{s . C_s}} = \frac{-R}{R_s . \left(1 + \dfrac{1}{s . C_s . R_s}\right)} \quad ; \quad \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R . s}{R_s . \left(s + \dfrac{1}{C_s . R_s}\right)}$$

y recordando la definición de F_2 : (X.16.)

$$\frac{V_o}{V_s} = - \frac{R}{R_s} . \frac{j F}{j F + F_2} = - \frac{R}{R_s} . \frac{j \dfrac{F}{F_2}}{1 + j \dfrac{F}{F_2}}$$

y pasándola a dB:

$$/ A_{af} /_{dB} = 20 \cdot \log \frac{R}{R_s} + 20 \cdot \log \frac{F}{F_2} - 20 \cdot \log \left(1 + \frac{F^2}{F_2^2} \right)^{0,5}$$

$$\varphi_{af} = 180º + 90º - \text{arctag} \frac{F}{F_2}$$

cuyo módulo hemos representado también en la figura X.24. (con línea de trazos) observándose que por debajo de la frecuencia F_2 el dispositivo deriva, mientras que por encima de dicha frecuencia amplifica las cantidad (-R / R_s) en nuestro ejemplo -10 veces o 20 dB (por encima de dicha frecuencia el condensador se comporta como un cortocircuito y la configuración se asimila al amplificador operacional inversor). Visto de otro modo la curva de respuesta en frecuencia es compatible con la de un filtro pasa altos.

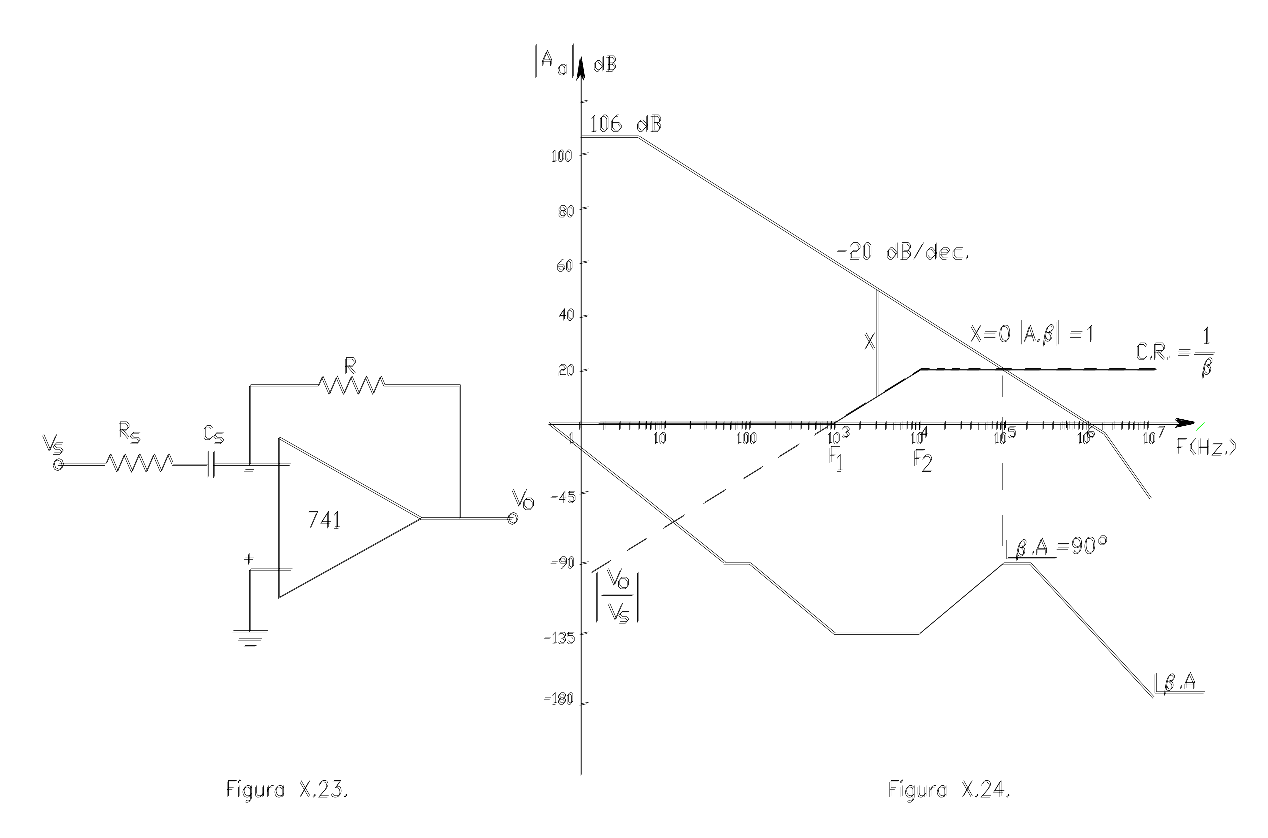


Figura X.23. Figura X.24.

Volviendo a la expresión (X.16.) si incorporamos una señal de excitación tipo onda cuadrada, de amplitud A y cuyo semiperíodo sea lo suficientemente grande (1 mseg. por ejemplo) comparado con la constante de tiempo

$$C_s \cdot R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_1} = \frac{1}{6.28 \cdot 1000} = 0,16 \text{ mseg.}$$

tal como la indicada en la figura X.25.a). Para el estudio dentro de un semiperíodo puede ser considerada como un escalón unitario de amplitud A, es decir que expresada en el dominio de la frecuencia compleja "s" o transformada resulta ser $V_s(s) = (A/s)$, y en consecuencia en el mismo dominio la tensión de salida será:

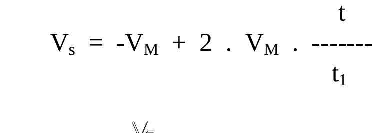
$$V_o(s) = - \frac{R}{R_s} \cdot \frac{A}{(s + \omega_1)} = \frac{-B}{(s + \omega_1)} \qquad \text{con} \qquad B = \frac{R}{R_s} \cdot A$$

por lo que antitransformando según el mismo procedimiento ya utilizado en el párrafo IX.14., la función temporal de la tensión de salida es:

$$V_o = -B \cdot e^{-\omega_1 \cdot t}$$

y se ha representado en la figura X.25.b). con diferente factor de escala de tensiones comparada con la X.25.a). Una probable aplicación del circuito en este caso sería resultado de emitir un pulso en su salida cada vez que se produzca un cambio de estado en la entrada.

Otro ejemplo clásico es el procesamiento de la señal triangular, tal como la representada en la figura X.26.a) cuya expresión, valida en el intervalo de tiempo $0 - t_1$ es:



$$V_s = -V_M + 2 \cdot V_M \cdot \frac{t}{t_1}$$

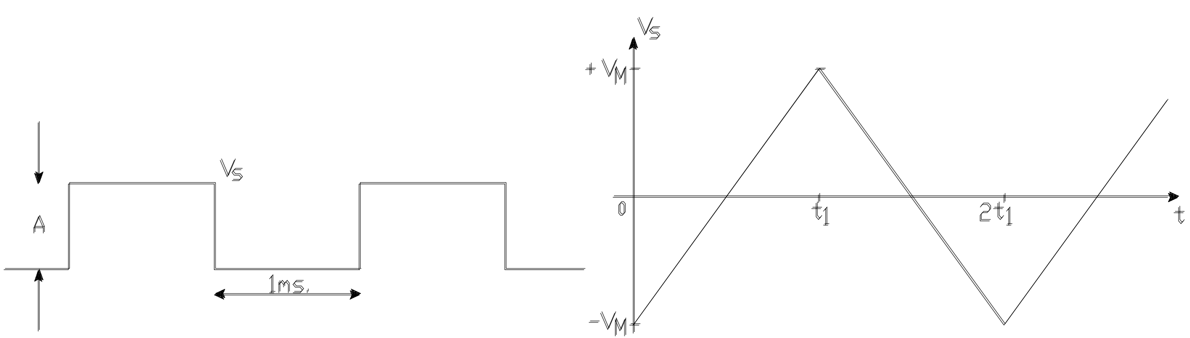


Figura X.25.a).

Figura X.26.a).

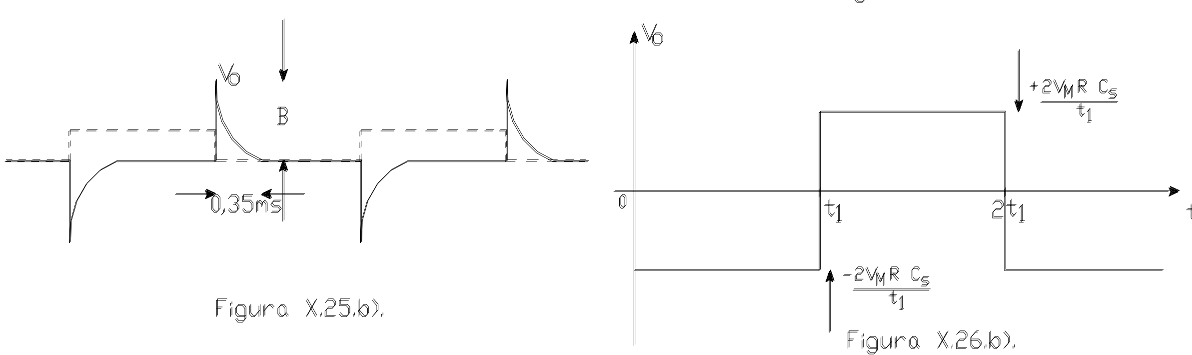


Figura X.25.b).

Figura X.26.b).

y dado que:

$$V_o = -R \cdot C_s \cdot \frac{dV_s}{dt} \quad \text{en el intervalo precitado la tensión de salida es} \quad V_o = -R \cdot C_s \cdot \left(2 \cdot \frac{V_M}{t_1}\right)$$

En el semiperíodo siguiente, es decir entre t_1 y $(2 \cdot t_1)$ la señal de excitación cambia de signo y/o de polaridad por lo que la salida es igual en magnitud pero de signo opuesto, generándose una señal de onda cuadrada cuya amplitud varía con la pendiente de crecida de la señal triangular de entrada, tal como se indica en la figura X.26.b).

Por ejemplo si la señal triangular tuviese una frecuencia de 4 KHz. y una amplitud máxima de 0,5 V y fuese aplicada a un circuito diferenciador en el que $C_s = 0{,}0047\ \mu F$; $R_s = 2{,}2$ KOhm y $R = 22$ KOhm, dado que:

$$F_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s \cdot R} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 4{,}7 \cdot 10^{-9} \cdot 22 \cdot 10^3} = 1{,}54 \text{ KHz.}$$

$$F_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s \cdot R_s} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 4{,}7 \cdot 10^{-9} \cdot 2{,}2 \cdot 10^3} = 15{,}4 \text{ KHz.}$$

se ve que la frecuencia de la señal de excitación es inferior a la frecuencia F_2 por lo que la misma se ve diferenciada obteniéndose a la salida una señal tipo onda cuadrada cuyo semiperíodo y amplitud máxima resultan ser:

$$t_1 = \frac{1}{2 \cdot F_{triang}} = \frac{1}{2 \cdot 4 \cdot 10^3} = 0{,}125 \text{ ms.} \; ; \quad V_{om} = \frac{2 \cdot R \cdot C_s \cdot V_M}{t_1} = \frac{2 \cdot 22 \cdot 4{,}7 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}5}{0{,}125 \cdot 10^{-3}} = 0{,}83 \text{ V}$$

Un circuito diferenciador práctico resulta ser el indicado en la figura X.27. en el cual puede observarse el agregado del condensador C en paralelo con R y el circuito paralelo C_p y R_p conectado entre el terminal no inversor y tierra. Estos agregados, respecto del circuito ya analizado tienen como objetivo prever la contribución a la inestabilidad del segundo polo del amplificador operacional (ver figura X.24. por encima de 2 MHz. aproximadamente) así como la compensación del Offset de corriente respectivamente (C_p anula el ruido térmico generado en R_p).

La transferencia de este circuito es:

$$I = \frac{-V_o}{\dfrac{R}{1 + s \cdot C \cdot R}} = \frac{V_s}{R_s + \dfrac{1}{s \cdot C_s}} \quad ; \quad \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R}{1 + s \cdot C \cdot R} \cdot \frac{1}{R_s \cdot \left(1 + \dfrac{1}{s \cdot C_s \cdot R_s}\right)}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{-R}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot C \cdot R} \cdot \frac{s \cdot C_s \cdot R_s}{1 + s \cdot C_s \cdot R_s} \qquad \text{(X.17.)}$$

con lo que llamando:

$$F_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R} \quad \text{(X.18.)} \qquad \text{y} \qquad F_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s \cdot R_s} \quad \text{(X.19.)}$$

dicha transferencia para una señal de excitación senoidal es:

$$\frac{V_o}{V_s} = - \frac{R}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + j \dfrac{F}{F_3}} \cdot \frac{j \dfrac{F}{F_2}}{1 + j \dfrac{F}{F_2}} \qquad \text{y pasándola a dB:}$$

$$/ A_{af} /_{dB} = 20 \cdot \log \frac{R}{R_s} + 20 \cdot \log \frac{F}{F_2} - 20 \cdot \log \left(1 + \frac{F^2}{F_2^2}\right)^{0,5} - 20 \cdot \log \left(1 + \frac{F^2}{F_3^2}\right)^{0,5}$$

$$\varphi_{af} = 180^o + 90^o - \text{arctag} \frac{F}{F_2} - \text{arctag} \frac{F}{F_3}$$

En esta última expresión, los tres primeros términos son coincidentes a los que se obtuvieran en el estudio del circuito anterior y representados gráficamente se vio ya el resultado que arrojaban. El último de los términos, resultante de la existencia de un nuevo polo en la frecuencia F_3 , que produce un efecto sobre la estabilidad idéntico al que se vió para el polo en F_2, es decir que este nuevo polo mejora el Margen de Fase y para que este efecto tenga

lugar antes de la frecuencia del segundo polo del Op.Amp. elegiremos como su frecuencia de ubicación a la frecuencia de 50 KHz., es decir $F_3 = 50$ Khz.

Así el capacitor C debe ser:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_3 \cdot R} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 22 \cdot 10^3} = 144{,}8 \text{ pF}$$

El diagrama resultante se ha representado en la figura X.28. El circuito diferencia para señales de entrada cuya frecuencia se ubica por debajo de F_2 , entre F_2 y F_3 amplifica según la relación $(-R/R_s)$ mientras que como veremos más adelante, por encima de la frecuencia F_3 integra.

En realidad el circuito paralelo entre C_p y R_p en un estudio de mayor precisión se vería que empeora la estabilidad, por este motivo el capacitor C_p se agrega solo si R_p ($R_p = R//R_s$) adquiere valores significativos (superiores a 5 KOhm por ejemplo) con el objeto de derivar a masa el ruido de orígen térmico generado en dicha R_p que para dichos ordenes de magnitud ya comienza a ser importante. Para fijar su valor se considera que su reactancia a la frecuencia de la señal a derivar, por ejemplo F_1 sea despreciable frente al valor de R_p , es decir:

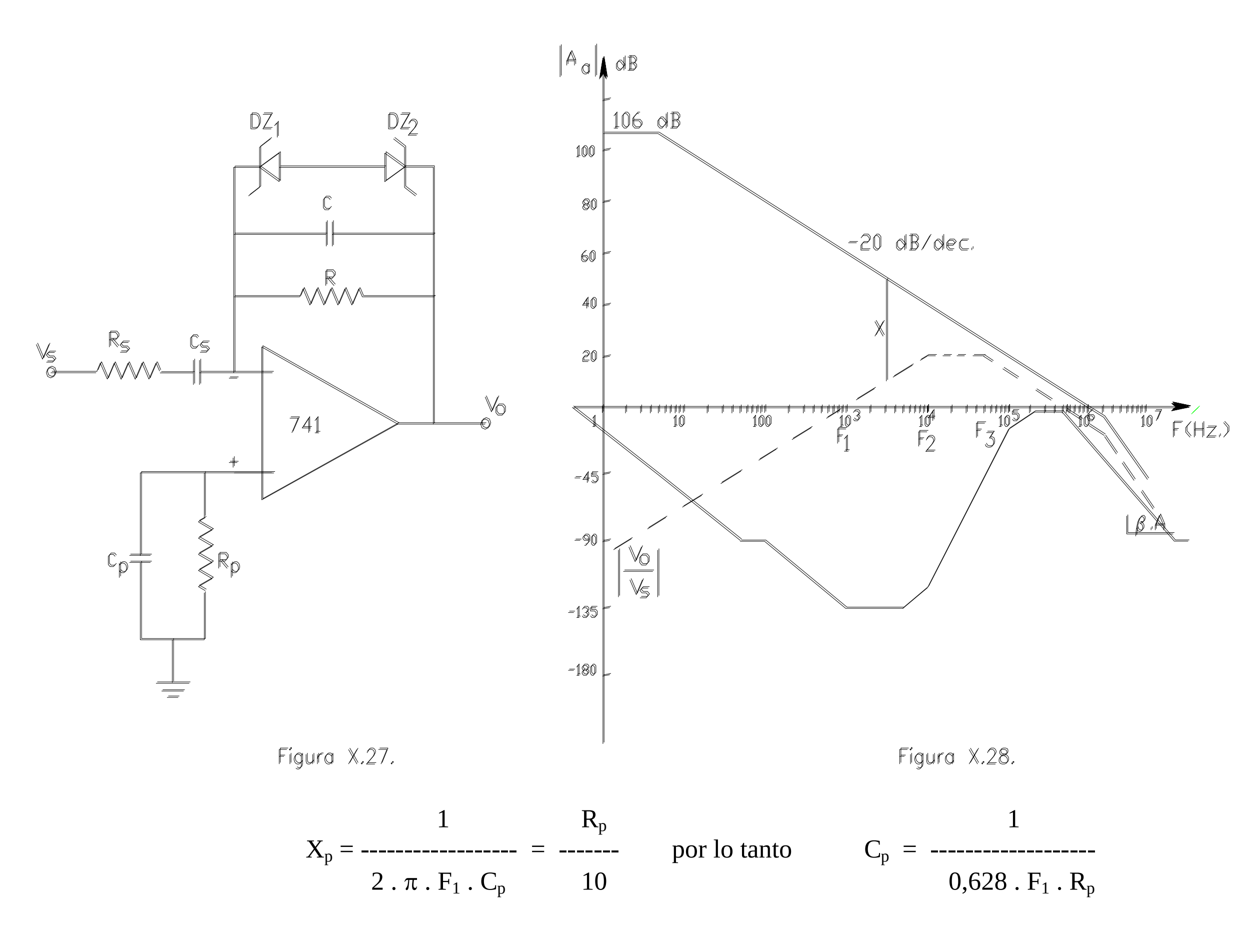


Figura X.27. Figura X.28.

$$X_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_1 \cdot C_p} = \frac{R_p}{10} \qquad \text{por lo tanto} \qquad C_p = \frac{1}{0{,}628 \cdot F_1 \cdot R_p}$$

El efecto de la mejora en la estabilidad se comprueba observando que en la figura X.28. la fase del producto $\beta \cdot A_a$ por encima de la frecuencia F_3 solo puede alcanzar el valor de 90 º como máximo aunque en realidad si se considerara el efecto que produce el circuuito $C_p //R_p$ la misma sería algo mayor.

En el rango de frecuencias en que el circuito deriva se verificó que la tensión de salida es:

$V_o = - R \cdot C_s \cdot \dfrac{dV_s}{dt}$ por lo que en el intervalo precitado la amplitud máxima de la tensión de salida V_{om} al resultar

proporcional a la pendiente de trepada de la señal de excitación, puede ser excesiva en comparación con la tensión de alimentación del Op.Amp., en cuyo caso al saturarse la etapa de salida se produciría una deformación. Por ejemplo si $V^+ = V^- = 15$ Volt, tomando un factor de seguridad de 3 Volt se podría interpretar un $V_{om} = 12$ Volt, por lo que la pendiente máxima de la señal de entrada para funcionamiento lineal sería:

$$\left(\frac{dV_s}{dt}\right)_{max} = \frac{V_{om}}{R \cdot C_s} = \frac{12}{22 \cdot 10^3 \cdot 4{,}7 \cdot 10^{-9}} = 0{,}116 \text{ Volt}/\mu\text{seg.}$$

Para prevenir este efecto en el circuito se han agregado los diodos Zener DZ_1 y DZ_2 en paralelo con el lazo de realimentación (C // R) que impiden que la salida llegue a tal valor de V_{om} . Además este circuito limitador de protección establece un camino directo de descarga del condensador C que permitiría revertir una eventual carga abrupta ocasionada por ruidos o señales espurias, evitando así que la salida omita la reproducción de las variaciones presentes en la entrada.

X.8.2.- Ejemplo de Proyecto de un circuito Diferenciador Operacional:

Supongamos la necesidad de procesar una señal de forma triangular con pendiente de crecida y de disminución cuyo valor máximo es de +/- 0,1 V/μseg. para la cual la amplitud máxima de la onda cuadrada que el circuito debe proporcionar a la salida sea de +/- 10 Volt tal como se muestra en la figura X.29.

Para tal fin se debe utilizar un amplificador operacional tipo 108 compensado exteriormente mediante un capacitor de 3 pF. cuyas principales características son : $V_{io} = 2$ mV (máx.) - $I_{io} = 0{,}2$ nA (máx.) - $R_{id} = 30$ MOhm y con dicho condensador de compensación presenta una curva de respuesta en frecuencia tal como la indicada en la figura X.30. con sendos polos ubicados en las frecuencias de 20 Hz. y 2 MHz. y un producto ganancia por ancho de banda $F_u = 3$ MHz.

a) para permitir una excursión de salida $V_{om} = 10$ V como la solicitada, con un factor de seguridad o margen de unos 3 V adoptamos una tensión de alimentación $V^+ = V^- = 15$ V que se encuentra dentro del rango permitido por el Op.Amp. utilizado;

b) como corriente por la red de realimentación $I_f = V_{om} /R$ se puede adoptar un valor normalmente por debajo del mA. A título de ejemplo tomaremos $I_f = 0{,}5$ mA, por lo cual:

$$R = \frac{V_{om}}{I_f} = \frac{10 \text{ V}}{0{,}5 \cdot 10^{-3}} = 20 \text{ KOhm}$$

c) atento la ecuación (X.12.)

$$C_s = \frac{V_{om}}{R} \cdot \frac{dt}{dV_s} = \frac{10}{20 \cdot 10^3 \cdot 0{,}1 \cdot 10^6} = 5 \text{ nF}$$

que es un valor aceptable dado que la recomendación es que sea inferior a 1 μF, seguramente para que no resulte inconveniente producir su descarga;

d) en consecuencia la frecuencia del polo de β (F_1) es:

$$F_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s \cdot R} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^{-9} \cdot 20 \cdot 10^3} = 1.592 \text{ Hz.}$$

e) y el circuito de compensación que conectamos en el terminal no inversor es:

$R_p = R = 20$ KOhm a efectos de minimizar el Offset de corriente, mientras que C_p debe presentar una reactancia despreciable a la frecuencia F_1 por lo tanto:

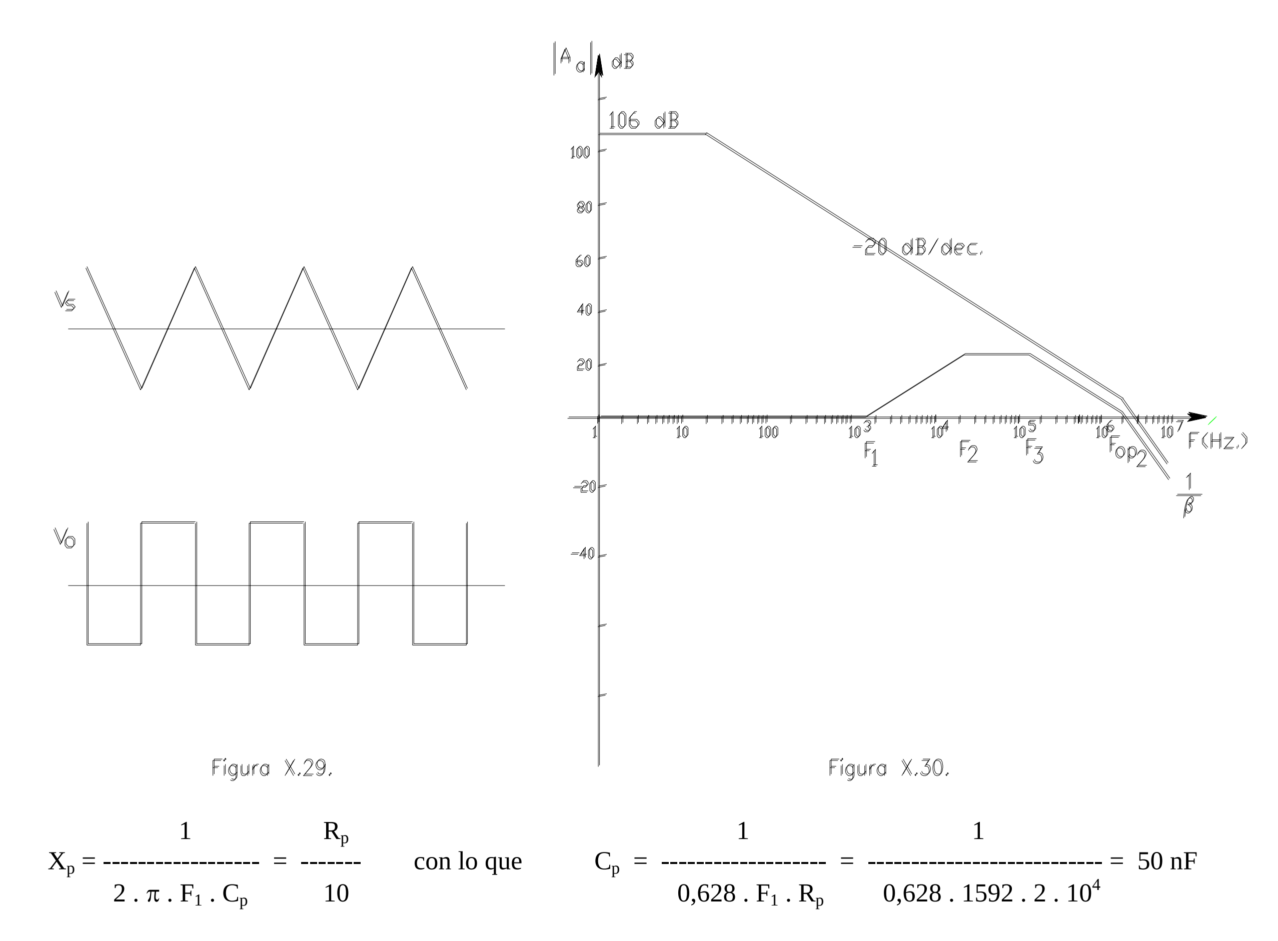


Figura X.29.

Figura X.30.

$$X_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_1 \cdot C_p} = \frac{R_p}{10} \quad \text{con lo que} \quad C_p = \frac{1}{0{,}628 \cdot F_1 \cdot R_p} = \frac{1}{0{,}628 \cdot 1592 \cdot 2 \cdot 10^4} = 50 \text{ nF}$$

debiéndose asegurar que la resistencia de pérdidas de este condensador sea por lo menos 100 veces mas grande que R_p es decir 2 MOhm en nuestro caso (capacitores de poliestireno);

f) a fin de determinar las frecuencias de los ceros de β (F_2 y F_3) es aconsejable identificar una frecuencia central ubicada entre F_1 y la frecuencia del segundo polo del Op.Amp. (Fop_2) o bien entre F_1 y F_u cuando dicho Op.Amp. permite realimentación hasta ganancia a lazo cerrado unitaria. Por ello determinamos la media geométrica entre ellos:

$$F_{cent} = (F_1 \cdot Fop_2)^{0,5} = (1592 \cdot 2 \cdot 10^6)^{0,5} = 56{,}44 \text{ KHz.}$$

Luego en razón de que el valor cuadrático del ruido es proporcional al ancho de banda (F_3 - F_2) se puede tomar una banda $F_3 = 10 \cdot F_2$ o bien $F_3 = 4 \cdot F_2$ no mucho más. Para esta última alternativa las separaciones respecto de la frecuencia central previamente determinada será:

$$F_2 = \frac{F_{cent}}{2} \quad \text{y} \quad F_3 = 2 \cdot F_{cent} \quad \text{por lo que} \quad F_2 = \frac{56{,}44}{2} = 28{,}22 \text{ KHz. y } F_3 = 2 \cdot 56{,}44 = 112{,}88 \text{ KHz.}$$

g) Cálculo de R_s:

$$R_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s \cdot F_2} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^{-9} \cdot 28{,}22 \cdot 10^3} = 1.129 \text{ KOhm.}$$

h) Cálculo de C:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_3 \cdot R} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 112{,}88 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} = 70 \text{ pF.}$$

En la misma figura X.30 se ha representado la correspondiente curva de realimentación resultante, en donde se ha tenido en cuenta que:

$$20 \cdot \log \left(\frac{R}{R_s} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{20.000}{1.129} \right) = 25 \text{ dB}$$

X.9.- APLICACIÓN DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES COMO CIRCUITO INTEGRADOR:

Consideremos el circuito con amplificador operacional que se muestra en la figura X.31. Dada la característica de Tierra Virtual verificada para el terminal inversor, en esta configuración se tiene que la corriente por la resistencia R es la misma que por el condensador C. Así:

$$I = \frac{V_s}{R_s} \quad ; \quad I = - C \cdot \frac{dV_o}{dt}$$

por lo que igualando:

$$\frac{V_s}{R_s} = - C \cdot \frac{dV_o}{dt}$$ por lo que $$dV_o = - \frac{1}{C \cdot R_s} \cdot V_s \cdot dt$$ de modo que integrando en ambos miembros

$$V_o = - \frac{1}{C \cdot R_s} \cdot \int V_s \cdot dt \qquad \text{(X.20.)}$$

comprobándose que la tensión de salida V_o es proporcional a la integral de la tensión de entrada y la constante de proporcionalidad es la inversa de la constante de tiempo ($- C \cdot R_s$).

A fin de estudiar la estabilidad de este dispositivo consideramos la transferencia de su red de realimentación:

$$\beta = \frac{R_s}{R_s + Xc}$$ así en el dominio de la frecuencia compleja s $$\beta = \frac{s \cdot C \cdot R_s}{1 + s \cdot C \cdot R_s}$$

entonces, llamando

$$F_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R_s} \qquad \text{(X.21.)}$$ y para una excitación senoidal

$$\beta = \frac{j \dfrac{F}{F_s}}{1 + j \dfrac{F}{F_s}} \qquad \text{(X.22.)}$$

Se observa que esta nueva red de realimentación posee un cero en el origen, además del polo a la frecuencia F_s . Esto hace que ya para frecuencias muy bajas la transferencia β introduce una componente de fase positiva de +90º la que recién se llega compensar mutuamente con la correspondiente al polo a una frecuencia una década más arriba de la frecuencia F_s de dicho polo por lo que la única componente de fase del producto $\beta \cdot A_a$ en ese entorno de frecuencias es la correspondiente al polo del Op.Amp. arrojando un margen de fase no inferior a 90º vale decir un dispositivo totalmente estable.

Además si conjuntamente con la respuesta en frecuencia del Op.Amp. representamos la curva de realimentación de este circuito obtenemos el resultado indicado en la figura X.32. pudiéndose notar que el segmento X solo puede anularse a frecuencias del orden de la de transición del Op.Amp. (F_u) concluyéndose que se trata de un circuito estable.

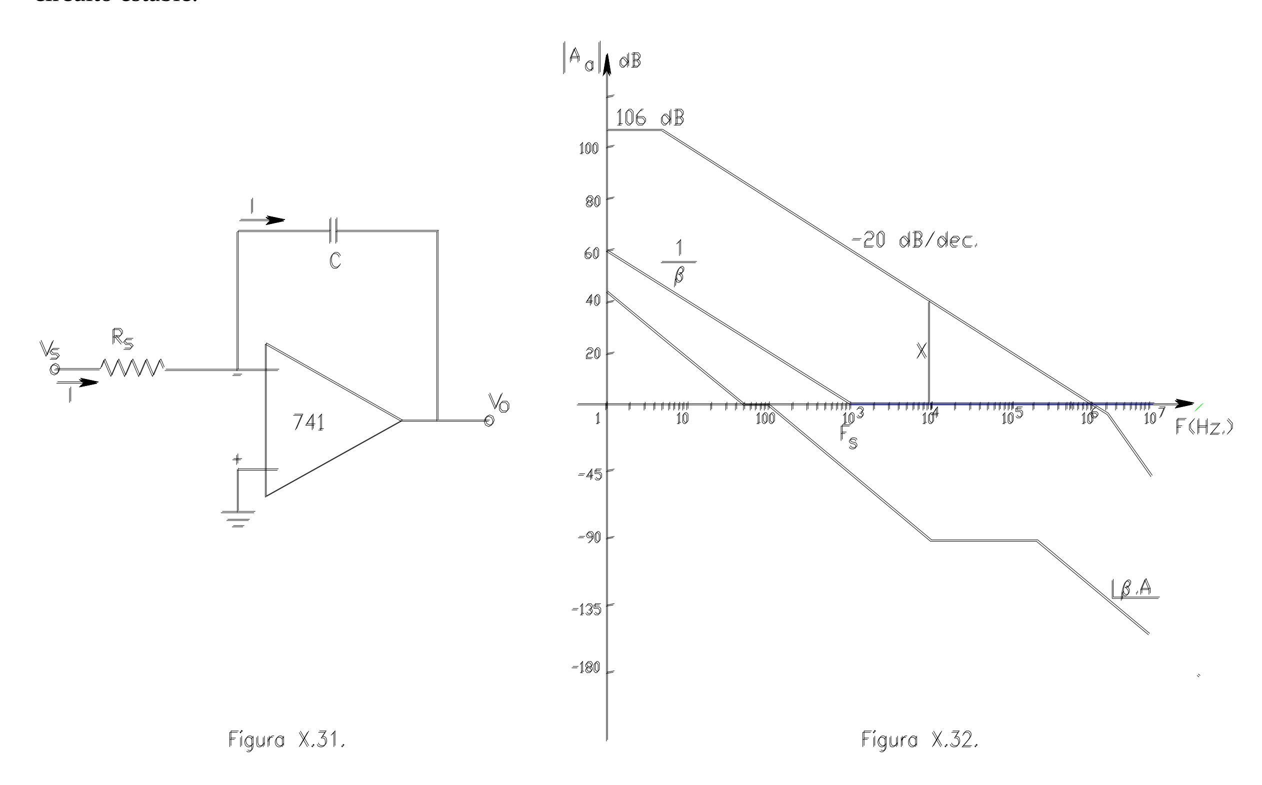


Figura X.31. Figura X.32.

Sin embargo el circuito tal cual fue presentado no se utiliza ya que transcurrido el transitorio de excitación el capacitor se carga a la máxima V_s y mantiene su carga produciendo una V_o constante aún si se desconecta la fuente de excitación. Por dicha razón se utiliza un circuito integrador práctico que responde a la topología indicada en la figura X.33. con el agregado del resistor R, en paralelo con C de manera de permitir la descarga de C.

Un nuevo estudio de la estabilidad nos lleva a los siguientes resultados

$$\beta = \frac{R_s}{R_s + Zc}$$ así en el dominio de la frecuencia compleja s $$\beta = \frac{R_s}{R_s + \dfrac{R}{1 + s \cdot C \cdot R}} = \frac{R_s + s \cdot C \cdot R \cdot R_s}{R + R_s + s \cdot C \cdot R \cdot R_s}$$

Sacando factor común R_s en el numerador y ($R + R_s$) en el denominador:

$$\beta = \frac{R_s}{R + R_s} \cdot \frac{1 + s \cdot C \cdot R}{1 + s \cdot C \cdot R_s}$$ en donde se ha considerado que $R >> R_s$

y si aquí llamamos:

$$F_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R_s} \qquad (X.23.) \qquad \text{y} \qquad F_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R} \qquad (X.24.)$$

la respuesta para la señal senoidal es:

$$\beta = \frac{R_s}{\quad} \cdot \frac{1 + j \dfrac{F}{F_1}}{\quad} \qquad (X.25.)$$

$$R + R_s \qquad\qquad 1 + j\,\frac{F}{F_s}$$

Desde el punto de vista de la fase del producto β . A, nuevamente β introduce una fase positiva debido al cero ubicado ahora en la frecuencia F_1, de tal manera que una década por encima de esta frecuencia, la fase de este cero se cancelará con la correspondiente al polo del Op.Amp, quedando únicamente la fase del polo de β que solo puede llegar a -90º una década por encima de su frecuencia F_s . La Curva de Realimentación y la transferencia a lazo abierto del Op.Amp. se representan en la figura X.34. que como en el caso anterior tienen en cuenta también al segundo polo del Op.Amp. pero que sin embargo muestran un Margen de Estabilidad superior al mínimo de 45º.

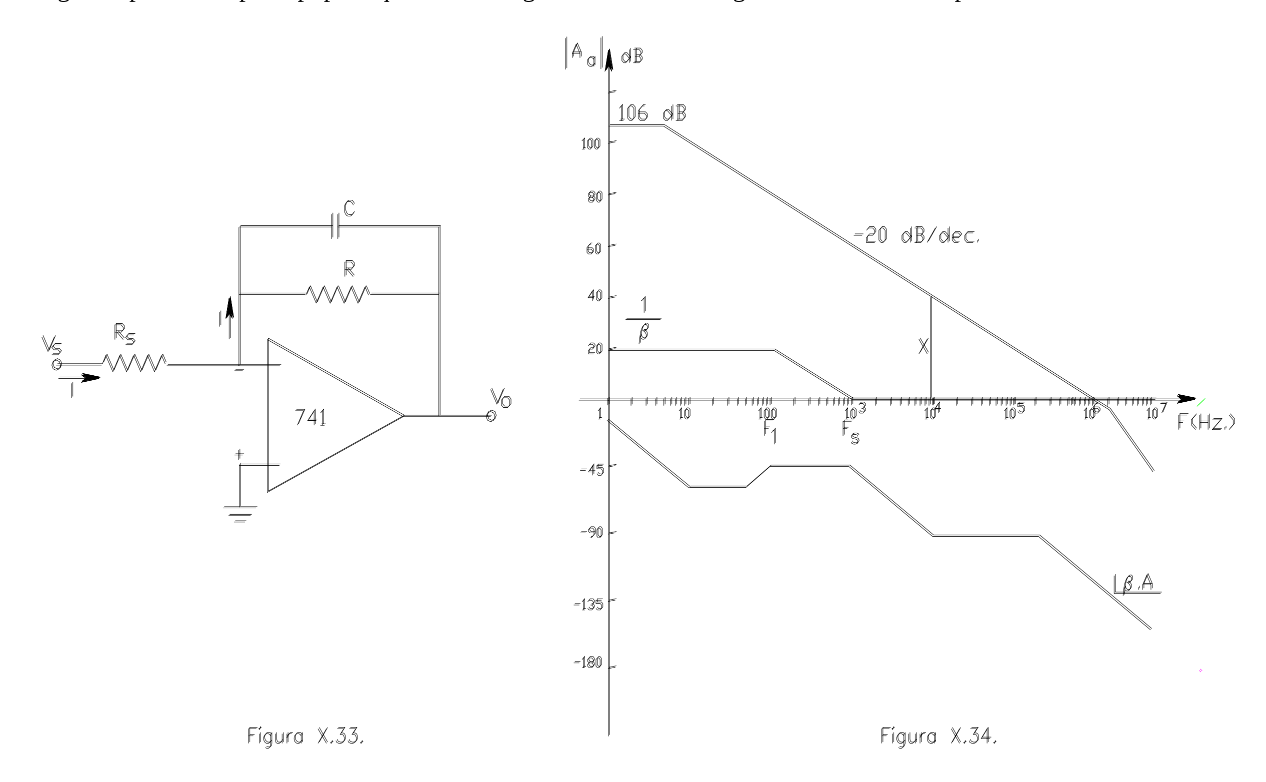


Figura X.33. Figura X.34.

Por debajo de la frecuencia F_1 el condensador C puede considerarse un circuito abierto y en consecuencia el dispositivo solo amplifica según la relación entre R y R_s , recién por arriba de esta frecuencia el circuito amplifica e integra.

Como conclusión al efecto que sobre la estabilidad producen los condensadores incluidos en la red de realimentación puede comprobarse que los condensadores tipo C_s ubicados en serie con el terminal inversor empeoran la estabilidad, mientras que los tipo C ubicados en el lazo de realimentación, es decir entre la salida y el terminal inversor contribuyen mejorando las condiciones de estabilidad del dispositivo.

X.16.- ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DEL CIRCUITO INTEGRADOR MEDIANTE SIMULACIÓN CON PSPICE

(P.GONZALEZ GALLI)

CAPITULO XI - Amplificadores de Potencia de Baja Frecuencia: (A.C.R.TULIC)

XI.1. - INTRODUCCIÓN:

La casi totalidad de los temas desarrollados hasta aquí en Electrónica Aplicada I y en el presente texto (con excepción en el primer caso de las Fuentes de Alimentación), trataron siempre a los amplificadores lineales. En consecuencia, los parámetros estudiados fueron principalmente transferencias y resistencias de entrada y salida, empleándose métodos de análisis comprendidos en la teoría de los cuadripolos lineales.

En el presente Capítulo comenzaremos a estudiar circuitos amplificadores en los cuales dadas las potencias en juego, se intenta por sobre cualquier otra característica, optimizar el rendimiento de conversión de potencia, por lo que el nivel de excursión es necesariamente tan amplio que se opera prácticamente en toda la zona activa útil de los elementos activos empleados.

Ante tal forma operativa, las hipótesis de linealidad, que hasta ahora eran siempre consideradas, ya no resultan aplicables, la Distorsión armónica y de intermodulación es otro parámetro que se intenta controlar y como consecuencia de todo ello los métodos de estudio cambian radicalmente, dejando de lado ya a los cuadripolos lineales para pasar al empleo de métodos gráficos o semigráficos de resolución.

A modo de revisión, recordemos que apelando a dichos métodos de estudio, para los amplificadores de Clase A estudiados hasta aquí, y al considerar la forma operativa representada en la figura XI.1. se definieron los siguientes conceptos y parámetros:

- Potencia de C.C. entregada por la Fuente de Alimentación:

$$Pcc = Vcc \cdot I_{CQ} \qquad (I.34.)$$

- Potencia Eficaz de Señal en la Carga para excitación senoidal:

$$Ps = \frac{I_{cmax} \cdot V_{cemax}}{2} \qquad (I.35.)$$

- Potencia Disipada Máxima por el Transistor:

$$Pd_m = V_{CEQ} \cdot I_{CQ} \qquad (I.36.)$$

el transistor disipa la mayor cantidad de potencia cuando no hay señal a amplificar y dicha potencia disipada máxima es la que se le suministra a través de la polarización o punto Q.

En la figura XI.1. se puede observar la interpretación gráfica de los parámetros y conceptos precedentemente reseñados, para el caso particular de un punto Q centrado en la parte útil de la recta de carga dinámica. Las áreas señaladas son representativas de las potencias definidas.

- Rendimiento de Conversión de Potencia (η):

El Rendimiento de Conversión de Potencia que cuantifica la eficiencia con la que el circuito amplificador convierte potencia eléctrica de C.C. en potencia de señal sobre la carga y se definió como:

$$\eta \,\% = \frac{Ps}{Pcc} \cdot 100 \qquad (I.37.)$$

para un circuito amplificador clase A, tal como el que estamos estudiando, con acoplamiento a resistencia - capacidad, si nos ubicamos en las mejores condiciones de excursión, es decir con R.C.E. y R.C.D. coincidentes ($R_{EST} = R_{din}$), punto Q centrado y en donde además suponemos $V_{CEsat} = 0$, con señal senoidal se tiene:

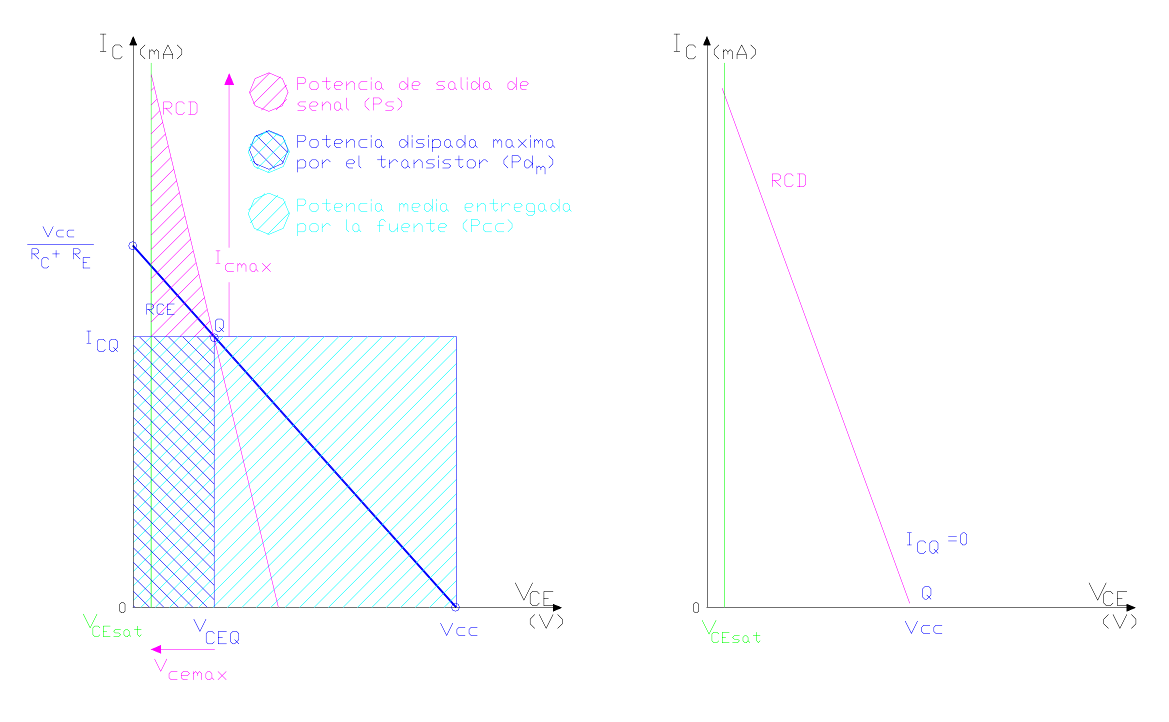


Figura XI.1. Figura XI.2.

$$Ps_{max} = \frac{I_{cmax} \; . \; V_{cemax}}{2} = (Vcc/2) \; . \; (I_{CQ}/2) = \frac{I_{CQ} \; . \; Vcc}{4}$$

y en consecuencia el rendimiento, que bajo estas condiciones operativas dijimos era el Rendimiento Máximo Teórico para operación en Clase A, con Acoplamiento a R-C y excitación senoidal, arroja un valor de:

$$\eta_{MAX} = 25 \%$$

valor este último muy difícil de alcanzar sin una gran distorsión de la señal por excursionar más allá de las zonas límite de linealidad.

La necesidad de optimizar este bajo valor de rendimiento da lugar a toda una técnica específica que se aplica en los amplificadores de potencia. Un primer paso en tal sentido, consiste en la utilización, en el mismo clase A, del acoplamiento de la carga mediante la utilización de transformador, lo cual si bien significa introducir mayor distorsión, costos, peso y volumen, permite incrementar el rendimiento a un valor máximo teórico del 50 %.

No obstante todo ello se aprecia que el aprovechamiento de la fuente de alimentación sigue siendo muy bajo, por lo que pasaremos revista a otras soluciones.

XI.2. OPERACIÓN EN CLASE B:

En clase A pudo observarse que cuando el amplificador no tiene señal por amplificar, en el elemento activo se disipa la mayor cantidad de potencia: la que se le suministra a través de la polarización ($V_{CEQ} \; . \; I_{CQ}$) y que como toda otra desarrollada en el circuito es provista por la fuente de alimentación. Esta característica no parece razonable si se intenta optimizar la eficiencia del consumo de fuente, todo por el contrario, sería mucho más lógico que cuando la señal a amplificar se anule, en el elemento activo (por lo menos) no se disipe energía.

En otras palabras un mecanismo que permitiría mejorar la característica de rendimiento sería admitir que el elemento amplificador consuma potencia solo cuando existe señal aplicada a la entrada del amplificador lo que nos obliga a polarizarlo de modo que $I_{CQ} = 0$, vale decir que el transistor por ejemplo, en situación de reposo (sin señal) permanecería al corte, es decir operando en la denominada Clase “B” de funcionamiento.

Esta nueva forma operativa puede observarse en la figura XI.2. : se deduce que con una señal senoidal aplicada a la entrada del transistor, solo circulará corriente por el mismo durante el semiciclo que tienda a polarizar su unión base-emisor en forma directa.

No es difícil imaginar la enorme distorsión sobre la señal de salida, al desaparecer todo aquel semiciclo que tiende a polarizar al transistor más allá del corte. Dado que a costa de ello se obtiene una importante mejora en el rendimiento, en bajas frecuencias (típicamente audiofrecuencias) esta forma operativa se emplea mediante la utilización de configuraciones simétricas, tal que con una carga común logran reconstituir la señal originalmente aplicada.

Una configuración elemental que utiliza la técnica comentada se presenta en la figura XI.3. En ella, tal como puede verificarse, en este caso, se utilizan dos transistores complementarios: T_3 un NPN y T_4 un PNP que deben ser lo más idénticos posible, idealmente apareados, de modo que conduzcan cada uno medio ciclo de la señal senoidal de excitación, con igual ganancia, componiéndose dicha señal en la carga Rc que es común a ambos transistores, al estar conectada en la unión de sus emisores.

Ambos transistores complementarios son excitados por la misma señal de excitación que es provista por el transistor T_2 que opera en clase A y con un punto de operación estático tal que en reposo la tensión del nodo A es nula, es decir:

$$V_{CT2} = V_{BT3\text{-}4} = V_{AT} = 0 \text{ Volt}$$

de modo que al no disponerse de diferencia de potencial alguna ,no puede suministrarse la tensión de umbral base emisor ni para T_3 ni para T_4 por lo que estos últimos se encuentran polarizados exactamente al corte como se pretendía y entonces:

$$I_{CQ3} = I_{CQ4} = 0 \qquad y \qquad V_{CEQ3} = V_{ECQ4} = Vcc$$

Para las componentes de señal, T_2 se encuentra cargado por una resistencia de carga dinámica que es:

$$Rdin_2 = R \,//\, R_{i3} \qquad \text{para el medio ciclo en que conduce } T_3 \text{ ,}$$
$$Rdin_2 = R \,//\, R_{i4} \qquad \text{para el medio ciclo en que conduce } T_4 \text{ ,}$$

o sea $$Rdin_2 = R \,//\, (h_{ie3\text{-}4} + h_{fe3\text{-}4} \,.\, Rc)$$

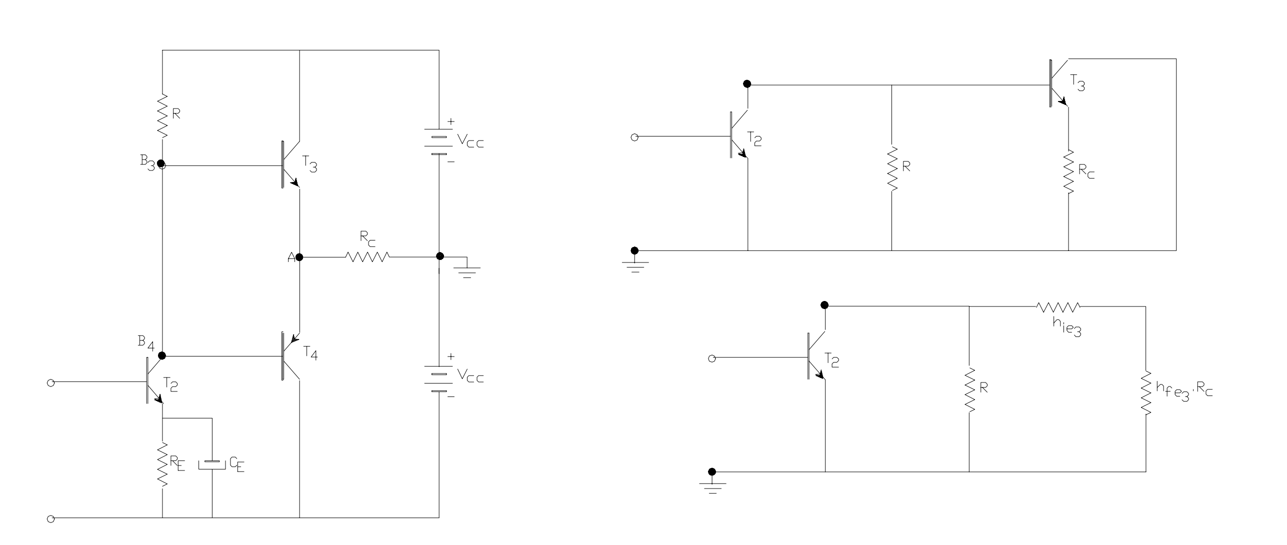


Figura XI.3. Figura XI.4.

de allí también la necesidad de que ambos transistores complementarios sean lo más idénticos posible para que el clase A se encuentre cargado de igual forma para cualquiera de los dos medios ciclos, así el circuito equivalente dinámico en la salida puede ser considerado tal como se indica en la figura XI.4

En dicho circuito la corriente en la carga es: $i_L = i_{C3} - i_{C4}$ por lo cual las formas de señal de dichas corrientes para una señal senoidal considerada como corriente i_{C2} , se pueden observar en los oscilogramas indicados en la figura XI.5.

XI.2.1. Consideraciones respecto a la Tensión de Ruptura:

Para los transistores complementarios de salida, como ya se ha dicho en condiciones de reposo se tiene:

$$I_{CQ3} = I_{CQ4} = 0 \qquad y \qquad V_{CEQ3} = V_{ECQ4} = Vcc$$

mientras que en condiciones dinámicas, el circuito equivalente durante el semiperíodo en que el transistor conduce se ha indicado en la figura XI.6.a., es decir que en su malla de salida la ecuación de la recta de carga dinámica resulta ser:

$$i_c = \frac{-v_{ce}}{Rc}$$

Así en la gráfica de la figura XI.6.b. se ha representado la recta de carga dinámica y en correspondencia la máxima excursión cuando el transistor conduce. Pero en la misma figura XI.6.b. también se ha agregado una parte horizontal de la recta de carga dinámica que corresponde al semiperíodo durante el cual el transistor no conduce y lo hace el complementario. Entonces si nos referimos a T_3 , en esa parte de la RCD se tiene:

$$i_{C3} = 0 \qquad y \qquad v_{CE3} = Vcc + i_{C4} \; . Rc$$

tensión esta última que variará entre el valor de Vcc y (2 .Vcc) tal como se ha indicado gráficamente.

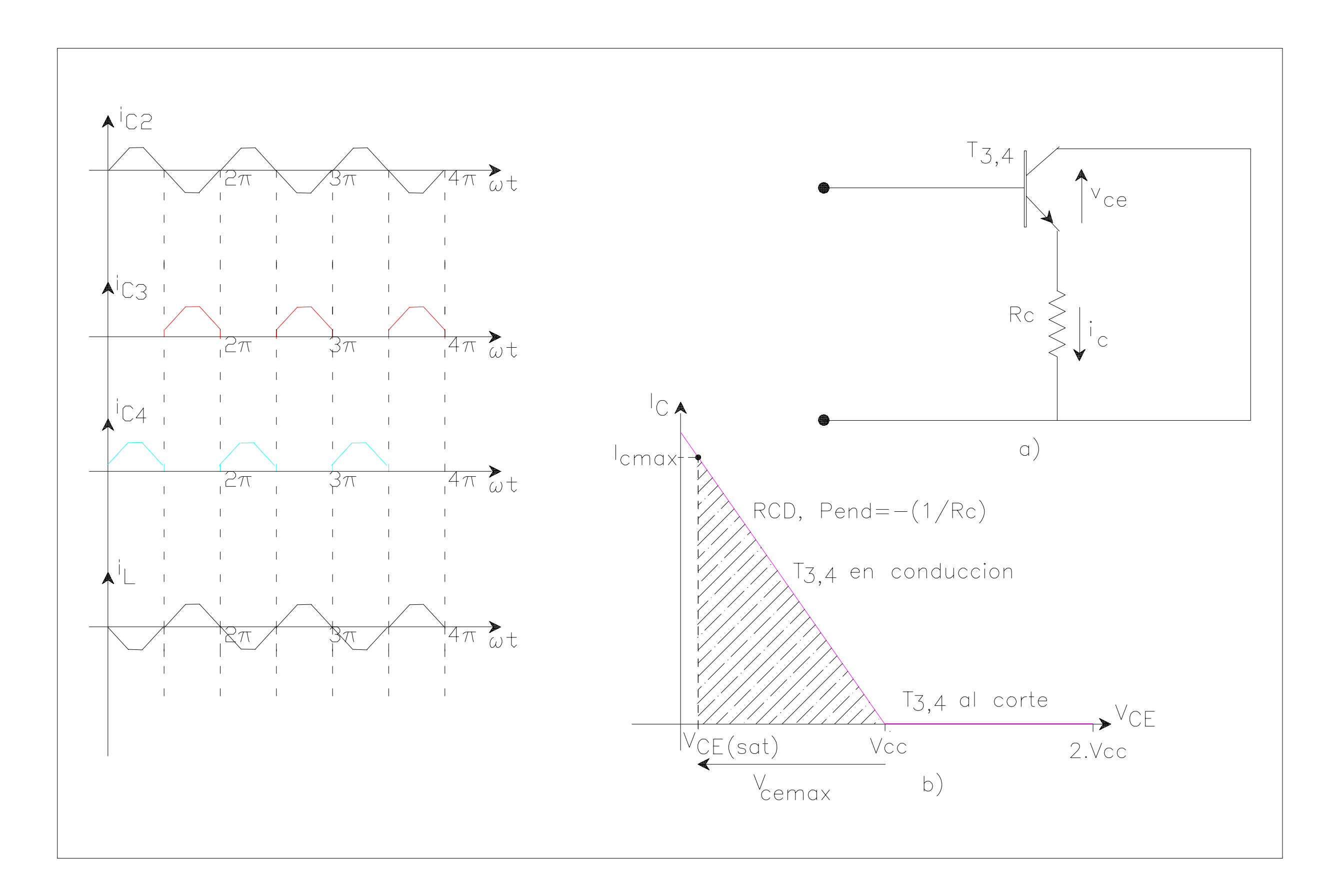


Figura XI.5. Figura XI.6.

Quiere decir entonces, que mientras el transistor no conduce, el mismo soporta una tensión colector-emisor mucho mayor que cuando conduce y su valor máximo es:

$$V_{CEMAX} = 2 \cdot Vcc \qquad (XI.1.)$$

Valor que debe poder ser soportado por los transistores T_3 y T_4 por lo que para ellos en este tipo de funcionamiento en clase B se deberá considerar que:

$$BV_{CEo} > 1{,}4 \cdot 2\ Vcc$$

XI.2.2.- Rendimiento máximo Teórico para Clase B:

Como pudo comprobarse en los oscilogramas presentados en la figura XI.5., la corriente por los colectores de los transistores de salida fluye en forma de pulsos periódicos, los cuales si se supone un comportamiento lineal para los transistores T_3 y T_4 pueden ser representados mediante la serie de Fourier según:

$$i_{C3} = \frac{I_{cMAX}}{\pi} + \frac{I_{cMAX}}{2} \cdot \cos \omega t + \frac{2 \cdot I_{cMAX}}{3 \cdot \pi} \cdot \cos 2\omega t + \text{..............(etc.)}$$

$$i_{C4} = \frac{I_{cMAX}}{\pi} + \frac{I_{cMAX}}{2} \cdot \cos (\omega t + \pi) + \frac{2 \cdot I_{cMAX}}{3 \cdot \pi} \cdot \cos 2(\omega t + \pi) + \text{..............(etc.)}$$

cuya componente de continua es $\frac{I_{cMAX}}{\pi}$ y cuya amplitud de la componente de frecuencia fundamental es $\frac{I_{cMAX}}{2}$ notándose que aparece un contenido armónico de componentes armónicos pares e impares.

En consecuencia puede justificarse que la potencia media o de C.C. entregada por una de las fuentes a uno de los transistores sea:

$$Pcc = Vcc \cdot \frac{I_{cMAX}}{\pi}$$

y que la potencia de señal de salida asociada a la componente de frecuencia fundamental que uno de los transistores suministra a la carga sea:

$$Ps_{1a} = \frac{V_{ceMAX} \cdot I_{cMAX1a}}{2} = \frac{V_{ceMAX} \cdot I_{cMAX}}{4}$$

en consecuencia, en condiciones de máxima y teóricamente ($V_{CE(sat)} = 0$ y por lo tanto $V_{ceMAX} = Vcc$) , para señal senoidal y para esta clase de funcionamiento se tendrá:

$$\eta_{MAX} = \frac{\pi}{4} \cdot 100 = 78{,}5\ \% \qquad (XI.2.)$$

XI.2.3.- Consideraciones de Distorsión:

La necesidad de producir las máximas excursiones posibles como para que el área asociada a la potencia de salida de señal sea la optima hace que la suposición de linealidad en el comportamiento de T_3 y T_4 ya no sea real y consecuentemente haya que considerar para cada uno de estos transistores su curva de transferencia tal como se consideró para el clase A, solo que ahora debe realizarse su composición ortogonal con un semiciclo de la señal senoidal de excitación de modo que considerando un comportamiento simétrico para ambos transistores se obtendría el resultado que describe la figura XI.7.

En dicha figura puede apreciarse el redondeo o achatamiento de los picos debido a la disminución de β y de la resistencia de salida de los transistores para altas corrientes en forma similar a lo que ocurría en el comportamiento de clase A y que puede caracterizarse a través de la Distorsión Armónica, así como un nuevo tipo de distorsión que

ocurre en cada oportunidad en que la señal cruza por cero y por consecuencia debe vencerse el umbral o característica exponencial del diodo base-emisor, conoocida como Distorsión de Cruce.

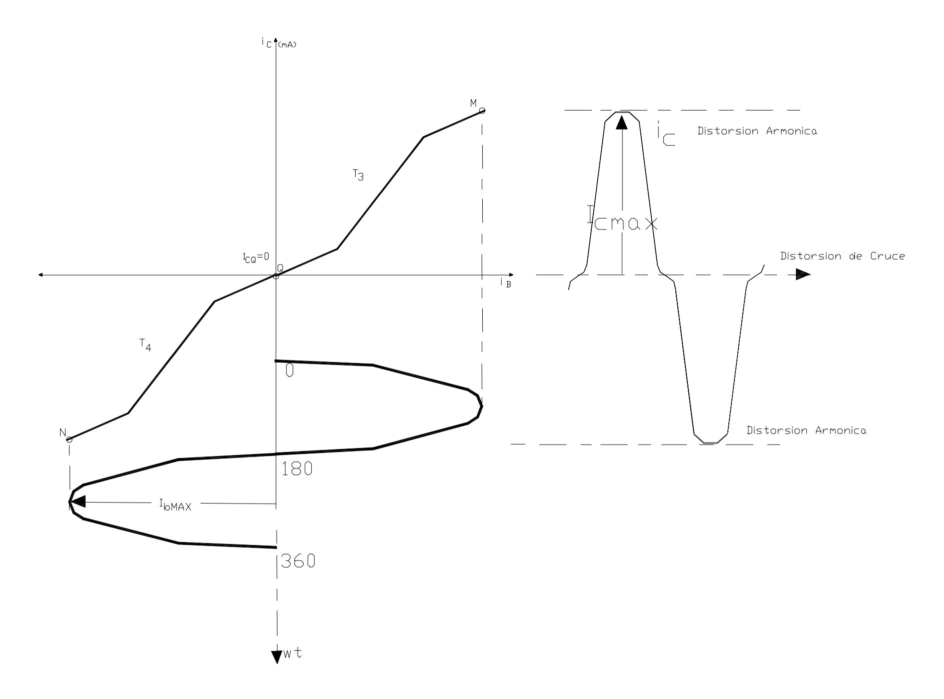


Figura XI.7.

Analicemos ambos tipos de deformación por separado. Debido a la distorsión armónica, ahora en las ecuaciones de i_{C3} e i_{C4} (antes consideradas a través de la serie de Fourier y cuyos coeficientes o amplitudes correspondieron a la señal senoidal rectificada de media onda) en las amplitudes de todas las componentes armónicas aparecerá la contribución o influencia de la distorsión, de modo tal que ahora:

$$i_{C3} = \frac{I_{cMAX}}{\pi} + \frac{I_{cMAX}}{2} \cdot \cos\ \omega t + B_2 \cdot \cos 2\,\omega t + B_3 \cdot \cos 3\,\omega t + \ldots\ (\text{etc.})$$

$$i_{C4} = \frac{I_{cMAX}}{\pi} + \frac{I_{cMAX}}{2} \cdot \cos\ (\omega t + \pi) + B_2 \cdot \cos 2\,(\omega t + \pi) + B_3 \cdot \cos 3(\ t + \pi\ ) + \ldots (\text{etc.})$$

Luego en la carga común a ambos transistores, la corriente $i_L = i_{C3} - i_{C4}$ con lo que ahora

$$i_L = \frac{I_{CMAX}}{2} \cdot [\cos(\omega t) - \cos(\omega t + \pi)] + B_2 \cdot [\cos(2\,\omega t) - \cos 2\,(\omega t + \pi)] + B_3 \cdot [\cos(3\,\omega t) - \cos 3\,(\omega t + \pi)] + \ldots$$

$$i_L = I_{CMAX} \cos(\omega t) + 2 \cdot B_3 \cdot \cos(3\,\omega t) + 2\,B_5 \cdot \cos(5\,\omega t) + \ldots\ldots$$

expresión esta última que muestra la desaparición de todos los componentes de armónicos pares, fundamentalmente la primer armónica (aquella de frecuencia doble ya que en la serie ésta concentra casi el 50 % de la energía) que en los amplificadores que no emplean la simetría o contrafase es la contribución a la distorsión armónica más importante.

Lo dicho es lógicamente cierto si ambas ramas del circuito simétrico son perfectamente idénticas ya que si en cambio sus características difieren apreciablemente, volverán a reaparecer dichos armónicos pares.

Un efecto similar puede verificarse con los componentes de ripple u ondulación proveniente de la fuente de alimentación, que al circular en sentido opuesto por la carga producen una menor interferencia respecto a lo registrado para los circuitos que no emplean ramas simétricas en contrafase. Esta característica se constituye en una muy importante ventaja del circuito amplificador simétrico clase B respecto del amplificador clase A ya que los mismos, comparados con los anteriores producen una menor distorsión armónica.

Veremos más adelante que una manera de atenuar o eliminar el efecto de la Distorsión de Cruce es hacer que el par de transistores de salida no opere exactamente en clase B (o al corte) sino que en reposo circule por ellos una muy pequeña corriente de polarización, lo suficiente como para no operar sobre la característica de umbral del diodo base-emisor, constituyéndose esta forma operativa en un Clase AB (clase intermedia entre A y B) o bien un Clase B Práctico.

XI.2.4.- Consideraciones de Potencia:

Hemos visto a través de la figura XI.6.a y XI.6.b que en un clase B la mayor excursión simétrica, en términos de tensión resulta ser:

$$V_{ceMAX} = Vcc - V_{CE(sat)}$$

y dada la ecuación de la RCD cuando el transistor conduce, dicha máxima excursión simétrica en términos de corriente será:

$$I_{cMAX} = \frac{V_{ceMAX}}{Rc} = \frac{Vcc - V_{CE(sat)}}{Rc} \qquad (XI.3)$$

de modo tal que la potencia de señal de salida que ambos transistores complementarios le suministran a la carga Rc resulta ser:

$$Ps = V_{ce} \; . \; I_c$$

en donde tanto V_{ce} como I_c son los valores eficaces de tal componente de señal. Para cualquier tipo o forma de señal, tales valores eficaces se encuentran relacionados con los correspondientes valores máximos a través de lo que se conoce como los Factor de Cresta o Fc, de modo que la potencia de señal de salida también se podrá expresar como:

$$Ps = \frac{V_{ceMAX}}{Fc} \; . \; \frac{I_{cMAX}}{Fc}$$

Como ejemplo, si consideramos una señal senoidal Fc = 1,41 y si se trata de una señal de onda cuadrada Fc = 1.

Con ello, llamando: $K_1 = \frac{1}{Fc^2}$ entonces $Ps = K_1 \; . \; V_{ceMAX} \; . \; I_{cMAX}$ (XI.4.)

Por otra parte, la potencia media o de componente de continua que las dos fuentes de alimentación le proveen al circuito resulta ser:

$$Pcc = 2 \; . \; Vcc \; . \; Icc$$

en donde aparece el 2 dado que son dos las fuentes de alimentación, Vcc son las tensiones de C.C. que las mismas proveen e Icc es el valor medio o de componente de continua de las corrientes que dichas fuentes le suministran al circuito y que para la excitación senoidal se han representado en la figura XI.5. como i_{C3} e i_{C4} es decir en ese caso señal senoidal rectificada de media onda y cuyo valor, según expresa la serie de Fourier fue (I_{cMAX} / π).

Entonces nuevamente, si nos queremos independizar de la forma de señal consideraremos que el valor medio y el valor máximo de cualquier tipo de forma de señal se encuentran relacionados a través del Factor de Forma Ff, de modo tal que:

$Icc = \frac{I_{cMAX}}{Ff}$ y llamando $K_2 = \frac{2}{Ff}$ entonces $Pcc = K_2 \; . \; Vcc \; . \; I_{cMAX}$ (XI.5.)

Al considerar un balance de potencias en este circuito, a cada instante la potencia disipada en colector de los dos transistores complementarios será igual a la diferencia entre la potencia total entregada por las dos fuentes al circuito y representada por la ecuación (XI.5) menos la potencia de salida de señal que ambos transistores le entregan a la carga tal como lo establece la ecuación (XI.4.) es decir:

$$2\ Pd = Pcc - Ps = K_2 \cdot Vcc \cdot I_{cMAX} - K_1 \cdot V_{ceMAX} \cdot I_{cMAX}$$

aquí si reemplazamos I_{cMAX} por la expresión (XI.3.)

$$2\ Pd = K_2 \cdot Vcc \cdot \frac{V_{ceMAX}}{Rc} - K_1 \cdot V_{ceMAX} \cdot \frac{V_{ceMAX}}{Rc}$$

En esta última expresión sacaremos factor común un término del tipo: $\dfrac{K_1 \cdot Vcc^2}{Rc}$

término este que teniendo en cuenta las expresiones (XI.3) y (XI.4) puede interpretarse como una potencia de salida de señal para un hipotético transistor que tuviera $V_{CE(sat)} = 0$ por lo que más tarde lo llamaremos Ps_{MAX}

$$2\ Pd = \frac{K_1 \cdot Vcc^2}{Rc} \left[\frac{K_2}{K_1} \cdot \frac{V_{ceMAX}}{Vcc} - \frac{(V_{ceMAX})^2}{(Vcc)^2}\right]$$

$$Pd = \frac{Ps_{MAX}}{2} \cdot \left[\frac{K_2}{K_1} \cdot \frac{V_{ceMAX}}{Vcc} - \frac{(V_{ceMAX})^2}{(Vcc)^2}\right]$$

Dentro del corchetes de esta última expresión , los cocientes (V_{ceMAX} /Vcc) por contener a la excursión pueden interpretarse como señal por lo que los reemplazaremos por la variable X que entonces representa a la señal:

$$Pd = \frac{Ps_{MAX}}{2} \cdot \left[\frac{K_2}{K_1} \cdot X - X^2\right] \qquad \text{(XI.6)}$$

expresión muy útil, ya que nos permite sacar algunas muy importantes conclusiones, a saber:

a) suponiendo señal de excitación nula, vale decir $V_{ceMAX} = 0$, o lo que es lo mismo X = 0 puede constatarse que la potencia que se disipa en cada transistor del par complementario de salida es función de la señal y cuando dicha señal es nula no existe potencia disipada en ninguno de los dos transistores, ya que Pd = 0;

b) también resulta nula la disipación en los transistores de salida para un particular valor de excursión o de señal diferente a cero, es decir para $X = (K_2 / K_1)$;

b) resumiendo lo anterior, la potencia disipada se anula para señal cero y para un particular valor de señal diferente a cero. Ello nos permite asegurar que entre señal cero (X = 0) y señal finita $(X = K_2 / K_1)$ la potencia disipada Pd o desarrolla un valor máximo o bien uno mínimo. Por ello es interesante analizar sus dos primeras derivadas:

$$\frac{d\ Pd}{dX} = \frac{Ps_{MAX}}{2} \cdot \left(\frac{K_2}{K_1} - 2X\right) \qquad ; \qquad \frac{d2Pd}{dX\ 2} = \frac{Ps_{MAX}}{2} \cdot (-2)$$

Estos resultados nos dicen que en $X = \dfrac{K_2}{2\ K_1}$ la potencia se hace máxima, es decir Pd_{MAX}

Pensando en la integridad del par de transistores de salida debe apreciarse que resulta muy interesante conocer tal máximo valor de su potencia disipada, en consecuencia volviendo a la expresión (XI.6) y reemplazando en ella el particular valor de X que hace máximo a dicha potencia se tiene:

$$Pd = \frac{Ps_{MAX}}{2} \cdot \left[\frac{K_2}{K_1} \cdot \frac{K_2}{2 \cdot K_1} - \frac{K_2^2}{4 \cdot K_1^2}\right] = \frac{Ps_{MAX}}{2} \cdot \frac{K_2^2}{4 \cdot K_1^2}$$

$$Pd = \frac{K_2^2}{8 \cdot K_1^2} \cdot Ps_{MAX} \quad \text{que para la señal senoidal resulta ser} \quad Pd = \frac{1}{5} \cdot Ps_{MAX} \qquad (XI.7)$$

expresión esta última que nos permite verificar la importancia de haber definido esa potencia de señal de salida máxima (Ps_{MAX}) aunque su significado sea estrictamente teórico, ya que por ejemplo en un caso de proyecto, si interpretamos a la Ps_{MAX} como la potencia de señal requerida en la carga, de acuerdo con la ecuación (XI.7), se sabe que en las mejores condiciones se deben seleccionar transistores que permitan disipar no menos de la quinta parte de dicha potencia, a la temperatura ambiente máxima de trabajo.

Por otra parte si reemplazamos Ps_{MAX} en función de lo interpretado precedentemente, se tiene también:

$$Pd = \frac{K_2^2}{8 \cdot K_1^2} \cdot \frac{K_1 \cdot Vcc^2}{Rc} = \frac{K_2^2}{8 \cdot K_1} \cdot \frac{Vcc^2}{Rc} \quad \text{para la señal senoidal} \quad Pd = \frac{1}{10} \cdot \frac{Vcc^2}{Rc} \qquad (XI.8)$$

La expresión (XI.8) en el problema de verificación nos permite calcular la disipación de potencia que deben poder disipar el par de transistores complementarios de salida conocido el resto del circuito y sus componentes. La misma ecuación escrita para su utilización en el caso de proyecto nos expresa:

$$Rc > \frac{1}{10} \cdot \frac{Vcc^2}{Pd_{MAX}} \qquad (XI.8')$$

que representaría el mínimo valor de resistencia de carga dinámica que se podría adoptar para el caso de haber seleccionado ya la fuente de alimentación en función de la capacidad de disipación de potencia del transistor con su disipador seleccionado a la temperatura ambiente de trabajo.

A título de ejemplo realizaremos un cálculo numérico. En tal sentido supongamos tener un transistor de potencia cuyas características más destacadas sean:

$Pd_{MAX} = 4$ W (a la temperatura de trabajo y con su correspondiente disipador)
$BV_{CEo} = 40$ V - $I_{Cmax} = 1$ A

entonces para una carga Rc = 10 Ohm se puede determinar que:

$$Vcc = I_{Cmax} \cdot Rc = 1\,(A) \cdot 10\,(Ohm) = 10\ V \qquad \text{con lo que} \qquad 2 \cdot Vcc = 20\ V$$

separada suficientemente de la zona de ruptura. Además:

$$Ps_{MAX} = \frac{Vcc^2}{2 \cdot Rc} = \frac{10^2}{2 \cdot 10} = 5\ W \quad y \quad Pd_{MAX} = \frac{1}{5} \cdot Ps_{MAX} = \frac{5}{5} = 1\ W$$

perfectamente admisibles por el transistor.

XI.3. OPERACIÓN EN CLASE B PRACTICA:

En el párrafo XI.2.3. precedente, al analizar la Distorsión en el funcionamiento del amplificador simétrico de estricta clase B se vio que como consecuencia de operarse con transistores polarizados exactamente al corte, frente a una señal de excitación como la senoidal por ejemplo, al margen de registrarse una distorsión armónica

inferior a la que se produce en clase A, aparecía una nuevo tipo de distorsión en cada oportunidad en que la excitación toma valores cercanos al cero. Tal tipo de distorsión fue denominada como Distorsión de Cruce y es originada por la gran alinealidad de la curva característica del diodo base-emisor desde cero hasta la tensión de umbral de polarización directa.

Para eliminar o por lo menos disminuir este efecto se recurre a hacer trabajar al par de transistores complementarios con una pequeña corriente de polarización o de reposo, denominada prepolarización de modo que los mismos trabajen en una clase de funcionamiento intermedia entre clase A y clase B, denominada clase AB o bien clase B práctica.

Para dicho fin se introduce una modificación en el circuito de la figura XI.3. incorporando por ejemplo el "preset" o potenciómetro P_9 entre ambas bases del par complementario de modo de asegurar una diferencia de potencial entre las mismas que provea las tensiones base-emisor de umbral y que por consecuencia permita el establecimiento de una pequeña corriente de polarización por los mismos. El circuito se observa en la figura XI.8. en donde las pequeñas resistencias de emisor R_{10} y R_{11} incluidas se justifican en la necesidad de estabilizar a la mencionada corriente de polarización.

En dicho circuito y para condiciones estáticas de funcionamiento puede plantearse:

$$V_{R9} = V_{BE3} + I_O \cdot (R_{10} + R_{11}) + V_{EB4} = 2 \cdot V_{BEu} + I_O \cdot (R_{10} + R_{11}) \qquad \text{(XI.9)}$$

A priori no puede asegurarse ningún valor determinado de esta pequeña corriente de prepolarización que hemos llamado I_O dado que la magnitud de la distorsión que se pretende corregir se encuentra íntimamente relacionada con el grado de alinealidad del par de transistores de salida. Es por este motivo que en este ejemplo se ha elegido un potenciómetro para fijarla, permitiéndose en consecuencia un ajuste manual. Precisamente la recomendación es fijar el mínimo valor de resistencia en P_9 (R_9) tal que observando la señal de salida sobre la carga anule la distorsión de cruce (o la minimice), dado que no es conveniente que la mencionada corriente de prepolarización sea importante a fin de no sacrificar innecesariamente el rendimiento de conversión de potencia es decir, la misma razón por la cual los resistores R_{10} y R_{11} no pueden ser de valor comparable a la resistencia de carga Rc, a tal punto que en la práctica suele tomarse típicamente:

$$0{,}05\ R_C < R_{10\text{-}11} < 0{,}10\ R_C$$

En la figura XI.9.a) se intenta mostrar el efecto linealizador sobre las características de transferencia con respecto a la corriente en la carga, al fijarse la corriente de prepolarización I_O .

Por otra parte, la ecuación (XI.9) precedente se satisface para una dada temperatura, pero si se considera una variación térmica debido (entre otras causas) al manejo de importantes potencias eléctricas en estos componentes, dado los coeficientes térmicos de las tensiones de umbral base-emisor ello puede producir un corrimiento en dicha corriente I_O por lo que en otros ejemplos veremos que pueden introducirse en el circuito a conectar entre ambas bases del par complementario de salida, elementos de circuitos para lograr un efecto compensador térmico, tales como dos diodos en serie polarizados en forma directa o tal como el circuito indicado en la figura XI.9.b), denominado como Multiplicador de la tensión base-emisor, ya que en él:

$$V_{CEQ} = V_{BEu} \cdot \left(1 + \frac{R_A}{R_B} \right)$$

Obsérvese que una solución muy similar se ha empleado para resolver la etapa de salida del Op.Amp. 741, tal como ya fuera analizado en el Capítulo V, apartado V.7. en el que hemos evaluado inclusive la corriente de prepolarización correspondiente al circuito indicado en la figura V.27. así como la efectividad del sistema de protección contra corto circuitos en la carga, que se podría incorporar ahora a nuestra etapa de potencia.

XI.3.1.- Potencia de Salida Util y Potencia Disipada Máxima:

El agregado del circuito de polarización, estabilización y eventual compensación térmica, para que el circuito opere en un clase B práctico y particularmente, las resistencias de estabilización R_{10} y R_{11} conectadas en los emisores introducen una modificación en la resistencia de carga dinámica, que ahora pasa a ser ($R_C + R_{10}$) para el transistor T_3 y ($R_C + R_{11}$) para el transistor T_4 por lo que si consideramos el circuito equivalente de carga dinámica

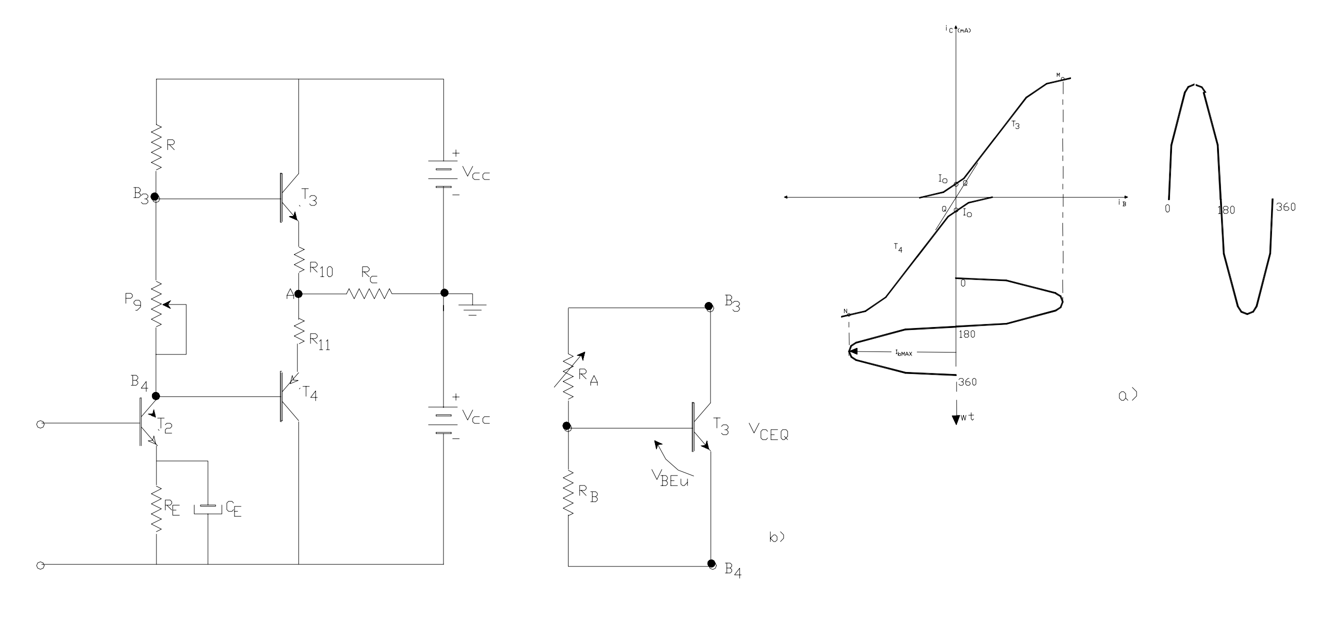


Figura XI.8. Figura XI.9.

de T_3 por ejemplo, en él puede verificarse que siendo la potencia de señal de salida la que establece la ecuación (I.35.), es decir:

$$Ps = \frac{I_{cmax} \cdot V_{cemax}}{2} \qquad \text{ahora} \qquad I_{cmax} = \frac{V_{cemax}}{R_C + R_{10}}$$

en tanto que si llamamos Vo_{max} a la tensión que se desarrolla sobre la carga R_C la misma resulta ser una fracción de V_{cemax} establecida por el divisor:

$$Vo_{max} = V_{cemax} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_{10}}$$

en consecuencia, la potencia realmente aprovechada en la carga R_C , o potencia de salida útil que llamaremos P_u resulta ser:

$$P_u = \frac{I_{cmax} \cdot Vo_{max}}{2} = \frac{V_{cemax}}{2\,(R_C + R_{10})} \cdot V_{cemax} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_{10}}$$

en consecuencia:

$$P_u = \frac{V_{cemax}^2 \cdot R_C}{2 \cdot (R_C + R_{10})^2} \qquad \text{o bien} \qquad V_{cemax} = \frac{R_C + R_{10}}{R_C} \sqrt{2.P_u \cdot R_C} \qquad \text{(XI.10)}$$

Por igual motivo la potencia disipada máxima determinada por la ecuación (XI.8.) sufre una leve modificación al considerarse la nueva resistencia de carga dinámica. Asimismo y a los efectos de considerar apartamientos de las condiciones nominales que frecuentemente ocurren en los circuitos reales, consideraremos un +10 % de variación en la tensión de la fuente de alimentación y un –20 % de variación en la resistencia de carga R_C de modo entonces, que la potencia disipada más exigente sería la que seguidamente se indica:

$$Pd_{MAX} = \frac{(1{,}1 \cdot Vcc)^2}{10 \cdot (R_{10} + 0{,}8 \cdot R_C)} \qquad \text{(XI.8")}$$

XI.3.2.- Circuito con una sola fuente de alimentación:

En la figura XI.10. puede observarse un circuito esquemático, totalmente al que sirvió para discutir los precedentes conceptos, pero ahora empleando solo una fuente de alimentación (V= 2 . Vcc) y en el que se

incorporado al multiplicador de la tensión base-emisor como dispositivo compensador térmico de la corriente de prepolarización.

En dicho circuito y en condiciones de reposo, circulando la corriente I_o , los potenciales de los nodos de B_3 y B_4 y del nodo que hemos llamado A , en la unión de R_{10} y R_{11} , se encuentran en equilibrio a expensas de la carga del condensador C_5 previamente almacenada y en consecuencia no circula corriente por la carga R_C .

Esto es así ya que si en condiciones iniciales y también en reposo, el potencial de alguna de las bases fuese diferente respecto al correspondiente al nodo A, la corriente por uno de los transistores se incrementaría y el excedente (respecto de la corriente en el otro) circularía a través de la carga R_C y por el condensador C_5 regulando así su cantidad de carga almacenada y modificando por consecuencia la tensión del nodo A hasta alcanzar la condición de equilibrio: si $V_{B3T} > V_{AT}$ resulta $I_{C3} > I_{C4}$ y el condensador se carga, en cambio se $V_{B4T} < V_{AT}$ ahora $I_{C4} > I_{C3}$ y el condensador se descarga.

En conclusión una vez alcanzado el equilibrio en que:

$$V_{AT} = V_{B3T} - V_{Beu3} - I_o \,.\, R_{10} = V_{B4T} + V_{Ebu4} + I_o \,.\, R_{11}$$

el condensador C_5 actúa como una batería a expensas de la energía previamente acumulada. En consecuencia para este nuevo circuito $V = 2 \,.\, Vcc$ por lo que son válidas todas las expresiones ya determinadas para el circuito con fuente simétrica considerando dicha relación de equivalencia. Por ejemplo, la potencia disipada máxima para los transistores T_3 y T_4 queda ahora:

$$Pd_{MAX} = \frac{(1{,}1 \,.\, V)^2}{40 \,.\, (R_{10} + 0{,}8 \,.\, R_C)} \qquad \text{(XI.8''')}$$

XI.4.- EJEMPLO DE PROYECTO DE UNA ETAPA DE SALIDA CLASE B CON SIMETRIA COMPLEMENTARIA:

En la mayoría de los casos prácticos se parte de contar con los datos de potencia de salida útil y resistencia de carga que típicamente es la resistencia de un parlante, asumiéndose cierto valor de temperatura ambiente de trabajo según el uso del dispositivo a proyectar (ejemplo: uso profesional $T_{amb} = 50$ ºC - uso militar $T_{amb} = 80$ ºC) Supongamos que en nuestro caso:

$$P_u = 10 \text{ W} \quad - \quad R_C = 8 \text{ Ohm} \quad - \quad T_{amb} = 50 \text{ ºC}$$

y que sea necesario determinar los distintos componentes del circuito precedentemente descripto e indicado en la figura XI.10. En este caso describiremos seguidamente una secuencia de cálculos que nos permitirán hallar una primera aproximación de la solución. Tal descripción en primer lugar aportará una solución a componentes reales discretos con el objetivo posterior de analizar como cada aspecto conceptual es resuelto luego por la tecnología electrónica integrada.

a) adopción de las resistencia de estabilización R_{10} y R_{11} :

Hemos dicho ya que típicamente se suele adoptar: $0{,}05 \,.\, R_C < (R_{10} = R_{11}) < 0{,}10 \,.\, R_C$ con el convencimiento de que, desde el punto de vista de la polarización sería conveniente seleccionar el mayor valor de $R_{10\text{-}11}$ pero que en cambio desde el punto de vista del rendimiento de conversión de potencia ello nos alejaría tanto más del optimo valor teórico del Clase B cercano al 78,5 %. Como en la mayoría de las decisiones de un proyecto se trata de resolver una situación de compromiso por lo que en tanto en nuestro caso:

$(0{,}05 \,.\, 8 = 0{,}4) < (R_{10} = R_{11}) < (0{,}10 \,.\, 8 = 0{,}8)$ puede elegirse **$R_{10} = R_{11} = 0{,}47$ Ohm**

b) determinación de la excursión simétrica máxima necesaria:

En términos de tensión empleamos la ecuación (XI.10.) , por lo que para nuestro ejemplo numérico:

$$V_{cemax} = \frac{R_C + R_{10}}{R_C} \sqrt{2.P_u \,.\, R_C} = \frac{8 + 0{,}47}{8} \,.\, \sqrt{2 \,.\, 10 \,.\, 8} = 13{,}4 \text{ V}$$

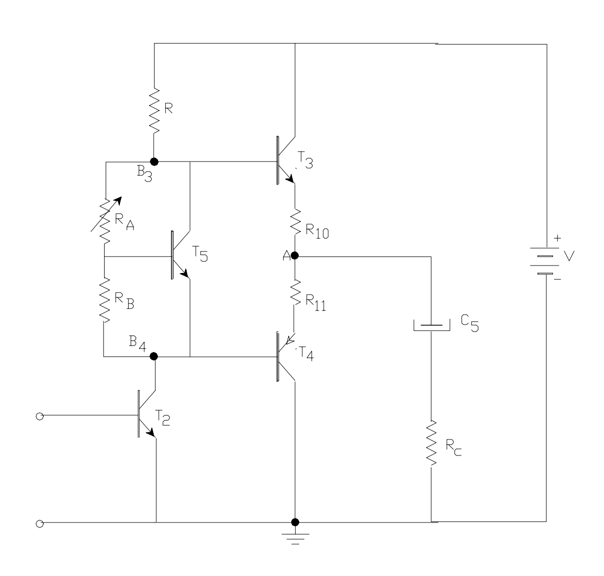


Figura XI.10.

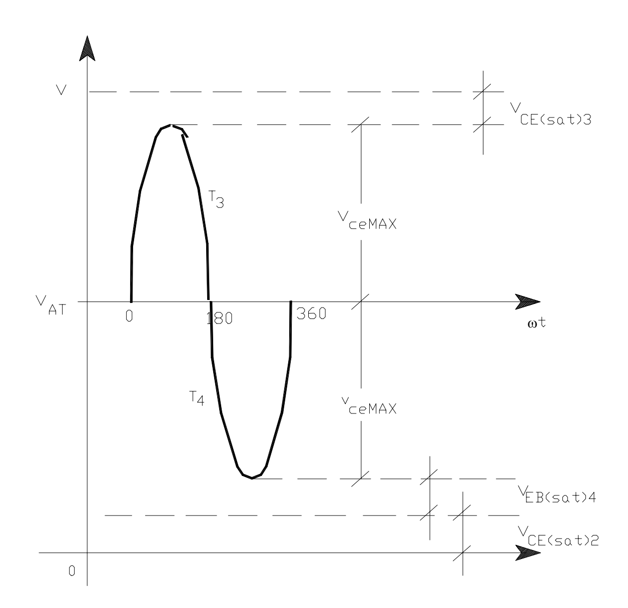


Figura XI.11.

luego la excursión simétrica necesaria expresada en términos de corriente surgirá de aplicar la ecuación de la recta de carga dinámica en conducción, con lo cual:

$$I_{cmax} = \frac{V_{cemax}}{R_C + R_{10}} = \frac{13{,}4 \text{ V}}{(8 + 0{,}47) \text{ Ohm}} = 1{,}58 \text{ A}$$

c) determinación de la tensión de la fuente de alimentación:

Con el semiciclo positivo de la tensión de salida V_{cemax} en el límite debe permitirse que el punto de máxima excursión hacia corrientes crecientes en T_3 a lo sumo alcance el límite con la zona de saturación de este transistor, motivo por el cual la tensión de alimentación debe poder suministrar, además de dicho valor máximo V_{cemax} el correspondiente valor de la tensión colector-emisor de saturación de T_3 ($V_{CE(sat)3}$).

Simultáneamente, en el semiciclo negativo de la misma tensión de salida, nuevamente en el límite de excursión hacia corrientes crecientes pero ahora de T_4 deberá tener que permitirse desarrollar la saturación base-emisor del transistor T_4 así como la saturación simultánea del transistor excitador (T_2) es decir $V_{EB(sat)4} + V_{CE(sat)2}$.

Esta situación se refleja en el oscilograma de la figura XI.11. de forma tal que despreciando las pequeñas diferencias de potencial dinámicas en R_{10} y R_{11} la tensión continua del nodo A contra tierra, es decir V_{AT} sobre la cual debe ir montada la componente dinámica o de señal, debe ser como mínimo:

$$V_{AT} = V_{cemax} + V_{EB(sat)4} + V_{CE(sat)2} \qquad \text{cuyo valor es:} \qquad V_{AT} = 13{,}4 + 2 = 15{,}4 \text{ V}$$

en donde hemos tomado como 1 V a ambas tensiones de saturación.

Luego la tensión que debe suministrar la fuente de alimentación es:

$$V = V_{AT} + V_{cemax} + V_{CE(sat)3} \qquad \text{con lo que:} \qquad V = 15{,}4 + 13{,}4 + 1 = 29{,}8 \text{ V}$$

en consecuencia puede seleccionarse **V = 30 Volt** y consecuentemente como primera aproximación estimar una

$$V_{AT} = \frac{V}{2} = 15 \text{ Volt}$$

d) selección del par de transistores complementarios:

Esta selección se hará efectiva considerando los regímenes límite de disipación de potencia, de pico de corriente y de tensión a la cual se verán sometidos ambos transistores y teniendo presente que los requerimientos de simetría supuestos en la introducción teórica ahora impondrá que tal selección recaiga en pares complementarios apareados recomendados por sus fabricantes y sin dejar de considerar que bajo dichas condiciones operativas los mismos deben presentar la mayor ganancia de gran señal posible, cuestión esta última dirigida a no sobrecargar a la señal que debe suministrar la etapa excitadora (T_2).

En consecuencia aplicando la ecuación (XI.8'''.) procedemos a determinar la potencia disipada máxima a la cual deberán operar:

$$Pd_{MAX} > \frac{(1{,}1 \,.\, V)^2}{40 \,.\, (R_{10} + 0{,}8 \,.\, R_C)} = \frac{(1{,}1 \,.\, 30)^2}{40 \,.\, (0{,}47 + 0{,}8 \,.\, 8)} = 4 \text{ W aproximadamente}$$

Asimismo recordando que cuando cada uno de estos transistores se encuentren cortados y el restante a máxima conducción sobre el circuito colector-emisor de los mismos se puede llegar a desarrollar toda la tensión $V = 2\,Vcc$ (parte de la R.C.D. que corresponde a la no conducción) y dada la carga resistiva:

$$BV_{CEo} = V_{CEoMAX} > \frac{V}{0{,}75} = \frac{30}{0{,}75} = 40 \text{ Volt}$$

En tanto que en términos de corriente:

$$I_{CMAX\,(pico)} > I_{cmax} = 1{,}58 \text{ A}$$

Buscando en algún Manual de transistores, entre aquellos sugeridos por su fabricante como apropiados para amplificadores de potencia de baja frecuencia y solo a título de ejemplo, a fin de mostrar algún procedimiento de selección destacamos en primer lugar que en tanto el par complementario BD135/BD136 presenta las siguientes características:

$V_{CEoMAX} = 45$ Volt ; $I_{CMAX} = 1{,}5$ A y disipación de potencia de 6 W para una $T_C = 70$ ºC

Es decir que salvo en términos de corriente se encontraría capacitado para nuestro caso. Es precisamente debido a la característica que si lo hiciéramos operar a nuestra corriente de 1,5 A, observando sobre la curva de variación de la ganancia estática o de gran señal, el mismo presentaría un valor por debajo del 20 % de su capacidad potencial con lo que irremediablemente ello exigiría a la etapa excitadora.

Asimismo en la misma línea de transistores complementarios apareados encontramos también al par BD437/BD438 cuyos datos más relevantes, en lo que es de nuestro interés son:

$V_{CEoMAX} = 45$ Volt ; $I_{CMAX} = 7$ A y disipación total de potencia de 36 W para una $T_C = 25$ ºC

con un $h_{FE} > 40$ para $I_C = 2$ A y $V_{CE} = 1$ Volt. ; con un encapsulado tipo TO-126 =SOT-32

en tanto que ahora, al observar la gráfica de variación de h_{FE} en función de I_C , tal como se transcribe en la figura XI.12. el grado de aprovechamiento de la capacidad amplificadora es mucho mayor que en el caso anterior ya que se estaría operando con valores típicos comprendidos entre 120 y150 sobre una capacidad máxima cercana a 185 ó 190, lo cual haría acertada su elección desde este punto de vista.

Para las especificaciones de disipación de potencia en ambos juegos de transistores cabe señalar que el fabricante al condicionarlas a un dado valor máximo de temperatura de encapsulado, esta descontando que el usuario empleará un montaje no al aire libre para el que asegura una resistencia térmica $R_{thj\text{-}a} = 100$ ºC/W, sino sobre una superficie disipadora (suministrando por consecuencia $R_{thj\text{-}c} = 3{,}5$ ºC/W) aprovechando el formato del encapsulado especialmente diseñado para tal fin. Esto significa que en la interpretación eléctrica del proceso de transformaciones térmicas dicha forma de montaje estaría representada por la figura XI.13 y al comprobar que para ambos juegos de

transistores T_{jMAX} = 150 ºC, para los BD437/8 verificamos que deberá colocarse un disipador cuyas características de resistencia térmica sean:

$$Rth_{C-D} + Rth_{D-A} = \frac{T_{jMAX} - T_{amb}}{P_{dMAX}} - Rth_{j-c} = \frac{150 - 50}{4} - 3{,}5 = 21{,}5\ ºC/W$$

perfectamente posible de conseguir, tal como veremos más tarde.

Como conclusión y en un primer análisis el **BD437/8** es un par complementario que reúne los requerimientos básicos de nuestro proyecto dejándose en claro que también podría optarse por transistores tipo TIP41/TIP42 o bien TIP33/TIP34 entre otros.

e) determinación de la corriente de excitación requerida:

Para estos cálculos y a título de ejemplo supondremos seleccionar el juego de transistores complementarios tipo BD437/8. Entonces operando con la curva de la figura XI.12. tal como se anticipó precedentemente, para el valor de corriente I_{cmax} = 1,58 A, obtenemos un valor típico de h_{FE} de 130. Por otra parte para otro punto de reposo el fabricante indica:

para I_C = 500 mA – V_{CE} = 1 V : h_{FEmin} = 85

en tanto que a partir del gráfico de la figura XI.12. y para igual corriente: h_{FEtip} = 180

entonces extrapolando dicha relación entre valores mínimos y típicos, para nuestra corriente de 1,58 A se tendrá:

$$h_{FEmin} = \frac{85}{180} \cdot 130 = 61$$

En consecuencia para el peor transistor de la serie de fabricación, para la obtención de la potencia de salida útil del proyecto se requerirá en su base:

$$I_{b3max} = \frac{I_{cmax}}{h_{FEmin}} = \frac{1{,}58\ A}{61} = 26\ mA$$

que tendrá que suministrar el clase A.

f) Cálculo del Disipador :

Según los cálculos realizados precedentemente para la P_{dmax} = 4 W se requiere un montaje del par de transistores sobre un disipador de modo tal que:

$$Rth_{C-D} + Rth_{D-A} = 21{,}5\ ºC/W$$

en tanto que para Rth_{C-D} y para ser utilizados como guía para cualquier proyecto de este tipo pueden estimarse los siguientes valores:

Rth_{C-D} EN ºC/W PARA DIFERENTES MODOS DE MONTAJES

TIPOS DE ENCAPSULADOS	EN SECO	CON AISLANTE DE MICA	CON GRASA SILICONADA	CON AISLANTE DE MICA Y GRASA SI.
SOT-9	0,5	1,5	0,25	0,8
T03 = SOT-3	0,5	1,0	0,25	0,5
TO126 = SOT-32	1,0	6,0	0,5	3,0
TO220 = SOT-78	1,5	2,5	0,8	1,3
SOT-62	-	-	0,42	2,0

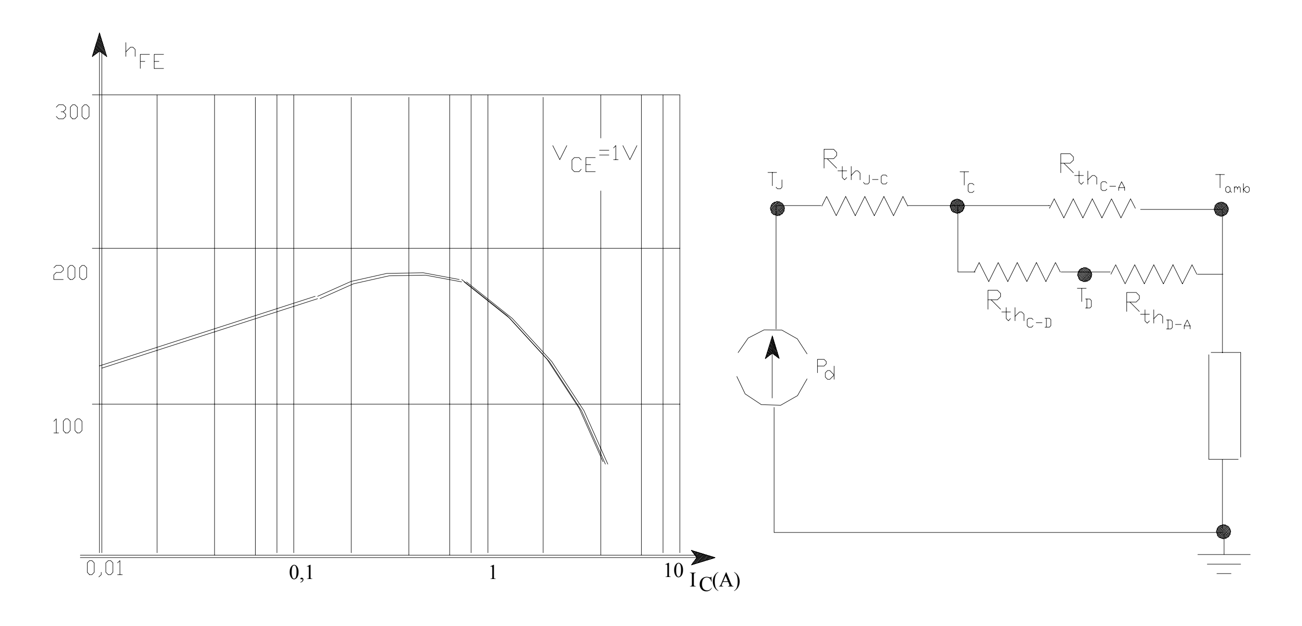


Figura XI.12. Figura XI.13.

Si a nuestro encapsulado TO126 procedemos a montarlo con aislante de mica y grasa siliconada adoptamos un valor de Rth_{C-D} = 3 ºC/W por lo que a los efectos de que los transistores operen a temperaturas más bajas que el valor máximo admitido para la juntura decidimos dimensionar un disipador plano, brillante y vertical que nos asegure una resistencia térmica Rth_{D-A} = 10 ºC/W. Para tal fin operaremos con el ábaco de la figura XI.14 ingresando con dicho valor por el eje vertical del cuarto cuadrante.

Así, interceptando a la curva que corresponde a la posición y clase de superficie elegidas (Plano, Vertical y Brillante) proyectamos tal punto de intersección sobre el primer cuadrante, hasta que la línea vertical corte a la curva que corresponde a nuestro valor de disipación de potencia (adoptamos 5 W en nuestro caso ya que resulta muy impreciso interpolar) volviendo a proyectar dicho punto de intersección ahora hacia el segundo cuadrante mediante una línea horizontal.

Al decidir el espesor de la chapa correspondiente al disipador plano (1, 2 o 3 mm) que adoptamos en 2 mm ubicamos el cruce de la mencionada línea horizontal con dicha curva y al realizar la proyección hacia el tercer cuadrante, identificando la curva que corresponde a nuestro tipo de encapsulado (TO126), determinamos la necesidad de un área disipadora de 50 cm^2 (7 x 7,5 cm.) .

XI.5.- CALCULO DE LA ETAPA EXCITADORA – USO DEL BOOTSTRAPING:

Para el desarrollo teórico de estos tópicos continuaremos haciendo referencia al ejemplo numérico que venimos desarrollando.

Se comprobó ya que el clase A excitador debe proveer una corriente en la base de T_3 y de T_4 que resultó ser de 26 mA, de modo que por tratarse de clase A de funcionamiento , previendo no incursionar mas allá del corte y considerando que parte de su corriente de salida se derivará por la resistencia de carga estática R (I_{rmax}) debemos adoptar una corriente de reposo superior, es decir:

$$I_{CQ2} > I_{b3mas} \quad \text{o sea} \quad I_{CQ2} > 26 \text{ mA}$$

Supongamos tomar $I_{CQ2} = 30$ mA Dado que $V_{B3T} = V_{AT} + V_{Beu3} = 15 + 0,7 = 15,7$ Volt

Desde el punto de vista estático:

$$R = \frac{V - V_{B3T}}{I_{CQ2}} = \frac{30 - 15,7}{30 \cdot 10^{-3}} = 470 \text{ Ohm}$$

Luego, para condiciones dinámicas de funcionamiento debemos verificar que corriente I_{rmax} se derivará por dicha resistencia de carga estática. Para tal fin consideraremos el circuito equivalente dinámico que se observa en la

Figura XI.14.

Figura XI.14.

figura XI.15.a). En dicho circuito se puede comprobar que la diferencia de potencial dinámica presente sobre la resistencia R es prácticamente toda la V_{cemax} por lo que:

$$I_{rmax} = \frac{V_{cemax}}{R} = \frac{13{,}4}{470} = 28{,}5 \text{ mA}$$

con lo cual la corriente de reposo de T_2 debería aumentarse a:

$$I_{CQ2} > I_{b3mas} + I_{rmax} = 26 + 28{,}5 = 54{,}5 \text{ mA}$$

Ahora bien, si se adecua este valor de corriente de reposo de T_2 entonces al recalcular la resistencia de carga estática R esta arroja un menor valor y esto a su vez implicará un incremento de I_{rmax} que obligaría a un nuevo incremento de I_{CQ2} , ingresándose a un circuito de recalculos que no tiene solución.

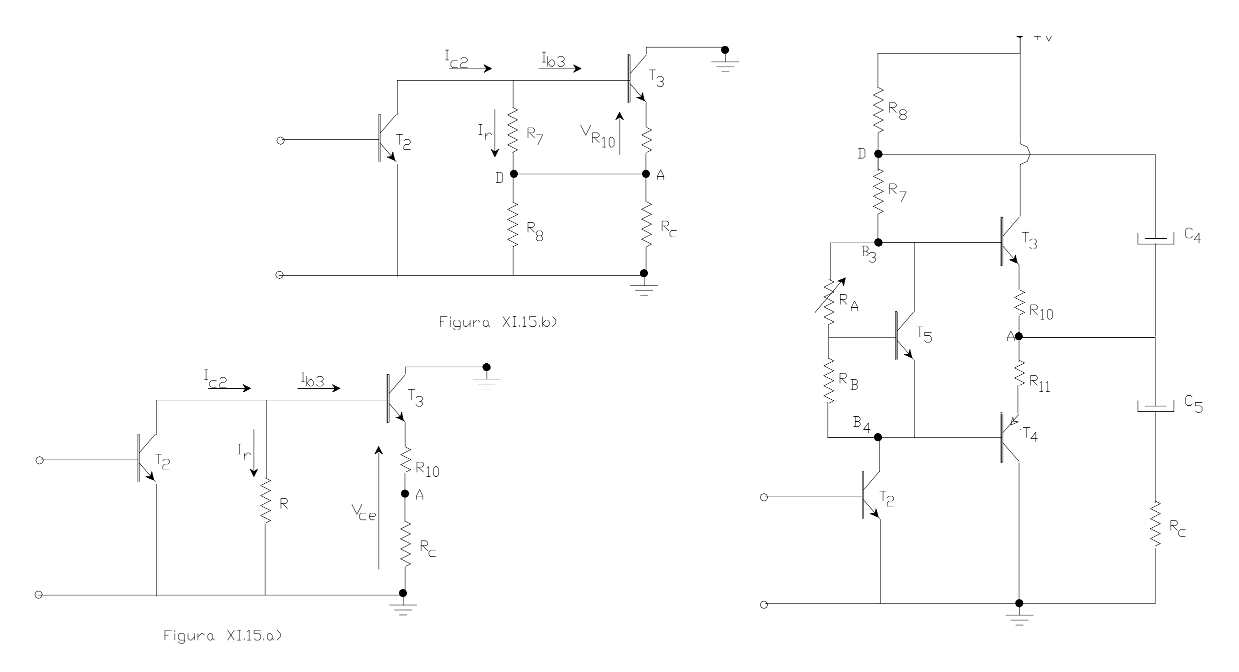


Figura XI.15. Figura XI.16.

Con la finalidad de encontrar una solución al inconveniente descripto, se puede propiciar una modificación circuital de modo tal que el circuito de carga de T_2 presente circuitos equivalentes estáticos y dinámicos diferentes, tal como el que se indica en la figura XI.16. que introduce esta técnica denominada “Boot Strap”.

En el nuevo circuito $R = R_7 + R_8$ por lo que desde el punto de vista estático, si insistimos con el valor de I_{CQ2} adoptado en 30 mA, resultará nuevamente que $R_7 + R_8 = 470$ Ohm. La diferencia es que ahora, para la señal el circuito equivalente de carga dinámica de T_2 resulta ser tal como se indica en la figura XI.15.b). con lo que ahora la corriente I_{rmax} será la que se establece en la resistencia R_7.

Para un análisis cualitativo de la misma consideremos el circuito de la figura XI.16.: en él, dinámicamente la diferencia de potencial en el nodo de emisor de T_3 “sigue” (es prácticamente igual) al potencial en el nodo de base (B_3) y dado que R_{10} es muy pequeña será también igual al potencial dinámico del nodo A. Debido al agregado del condensador C_4 (en corto circuito para la señal) el nodo D (punto medio de la conexión de R_7 y R_8) también se halla forzado a seguir al potencial dinámico de B_3 . En conclusión, entre extremos de R_7 prácticamente no existe diferencia de potencial dinámica y por lo tanto la corriente I_{rmax} es notoriamente inferior.

Así, tal como se puede observar en el circuito equivalente de la figura XI.15.b). la diferencia de potencial dinámica entre extremos de R_7 es prácticamente solo la caída que I_{cmax} produce en R_{10} , por lo que tomando I_{rmax} como la diferencia $I_{CQ2} - I_{b3max} = 30 - 26 = 4$ mA el mínimo valor de R_7 será:

$$R_7 = \frac{I_{cmax} \cdot R_{10}}{I_{rmax}} = \frac{1{,}58 \ . \ 0{,}47}{4 \ . \ 10^{-3}} = 175 \text{ Ohm}$$

Por su parte en la misma figura XI.15.b). se observa que R_8 queda dispuesta en paralelo con la carga R_C motivo por el cual para que no consuma potencia debe adoptarse en un valor mucho mayor que esta última, es decir:

$$R_8 > 20 . R_C = 20 . 8 = 160 \text{ Ohm}$$

en consecuencia se puede adoptar el juego de valores: **$R_8 = 180$ Ohm** y **$R_7 = 270$ Ohm**

En cuanto a los condensadores C_5 y C_4 los mismos deben dimensionarse de modo tal que a la menor frecuencia de operación sus reactancias presenten valores inferiores a las resistencias que acoplan de modo tal que para frecuencias de corte inferior comprendidas entre 100 y 200 Hz sus valores rondarán los 1000 µF.

A los fines de seleccionar el transistor T_2 por una parte debemos considerar cual puede ser el mayor valor de tensión que puede aparecer entre sus terminales de colector y emisor. Dicha condición tiene lugar toda vez que el transistor T_3 se encuentre en su punto de máxima excursión, de modo tal que en el límite $V_{CE(sat)3}$ y su complementario en la condición de reposo, motivo por el cual:

$$V - V_{CE(sat)3} - V_{EBu4} - I_O . (R_{10} + R_{11}) - V_{CE2MAX} = 0$$

o sea que típicamente: $V_{CE2MAX} = V - 2 \text{ Volt}$ aproximadamente.

En consecuencia y tomando a esos 2 Volt como factor de seguridad para la selección de T_2 deberá considerarse:

$$BV_{CEo} > V = 30 \text{ Volt}$$

asimismo en condiciones de reposo y nuevamente despreciando $V_{EBu4} - I_O . R_{11}$: $V_{CEQ2} = V_{AT} = 15$ Volt
y por tratarse de un clase A:

$$P_{d2MAX} = I_{CQ2} . V_{CEQ2} = 30 . 10^{-3} . 15 = 450 \text{ mW}$$

$$I_{CMAX} = 2 . I_{CQ2} = 60 \text{ mA}$$

En base a estos tres datos y nuevamente observando el mismo manual en el que seleccionamos el par complementario de este proyecto encontramos como ejemplo que el transistor BC337 presenta las siguientes características:

$$V_{CEoMAX} = 45 \text{ Volt} \quad - \quad I_{CM} = 1 \text{ A} \quad - \quad P_{dTOT} = 800 \text{ mW} \quad \text{y} \quad h_{FEmin(100\ mA)} = 160$$

por lo que este transistor satisface los requerimientos, solicitando una corriente en su base que será:

$$I_{b2max} = \frac{I_{CQ2}}{h_{FE2min}} = \frac{30 \text{ mA}}{160} = 187 \ \mu A$$

XI.6.- ETAPA PRE EXCITADORA:

XI.6.1.- Justificación:

La resistencia de entrada de la etapa excitadora, por tratarse de una configuración emisor común es h_{ie2} cuyo valor es:

$$h_{ie2} = \frac{h_{fe2}}{40 . I_{CQ2}} = \frac{160}{40 . 30 . 10^{-3}} = 133 \text{ Ohm}$$

por lo que cualquier fuente de excitación que se vuelque sobre dicho terminal de entrada se verá sometido a un régimen de carga en exceso exigente.

Por otra parte al introducirse el circuito de la figura XI.10. y luego también en la XI.16. no se ha considerado ninguna precaución para la estabilización o compensación térmica de la polarización de T_2 , en tanto que

como ya hemos adelantado es muy importante que la tensión de reposo del nodo A quede estabilizada y en esta versión discreta, además pueda ser ajustada ya que ello permitiría lograr el ajuste de un recorte simétrico de la señal de salida.

Desde el punto de vista dinámico también sería muy apreciado que la ganancia de tensión de la etapa fuese una constante independiente de todos aquellos factores que contribuyan a su variación (dispersión, temperatura, variaciones de tensión de fuente, etc.) de la misma manera que su resistencia de entrada también fuese una constante adecuadamente fijada por algún componente bien estable.

Por estos motivos, entre otros, se justifica el agregado de una etapa adicional pre-excitadora mediante la cual incorporaremos un lazo de realimentación en las componentes de continua de las tres etapas, asi como un lazo de realimentación de señal. El circuito se presenta en la figura XI.17. en donde puede constatarse que la etapa agregada, conformada por el transistor T_1 es excitada por su base, cargada por su colector y que en emisor dispone de una realimentación de C.C. al establecerse el retorno del resistor R_9 a partir del nodo A lográndose así estabilizar la tensión continua V_{AT} .

Además el camino de señal que agrega el condensador C_3 permite incorporar un lazo de realimentación de señal mediante la red de realimentación conformada por R_9 - R_6 del tipo tensión serie.

XI.6.2.- Proyecto del Pre-excitador:

Desde el punto de vista de la polarización, T_1 tiene como misión proveer la corriente de base de T_2, en consecuencia, para independizar la I_{CQ1} de la dispersión y variaciones de la ganancia de corriente de T_2 (h_{FE2}) se adopta el criterio de hacer: $I_{CQ1} \gg I_{b2max}$. Es por este motivo que se incorpora el resistor R_3 por el cual se derivará la mayor parte de la corriente de colector de T_1 . De tal forma que:

$$I_{CQ1} = I_{R3} + I_{b2max} \qquad \text{adoptándose} \qquad I_{CQ1} = 10 \ . \ I_{b2max}$$

de acuerdo al valor ya obtenido de I_{b2max} adoptamos $I_{CQ1} = 2$ mA y por consecuencia:

$$I_{R3} = I_{CQ1} - I_{b2max} = 2 - 0{,}2 = 1{,}8 \text{ mA}$$

por lo que podemos calcular la resistencia R_3 :

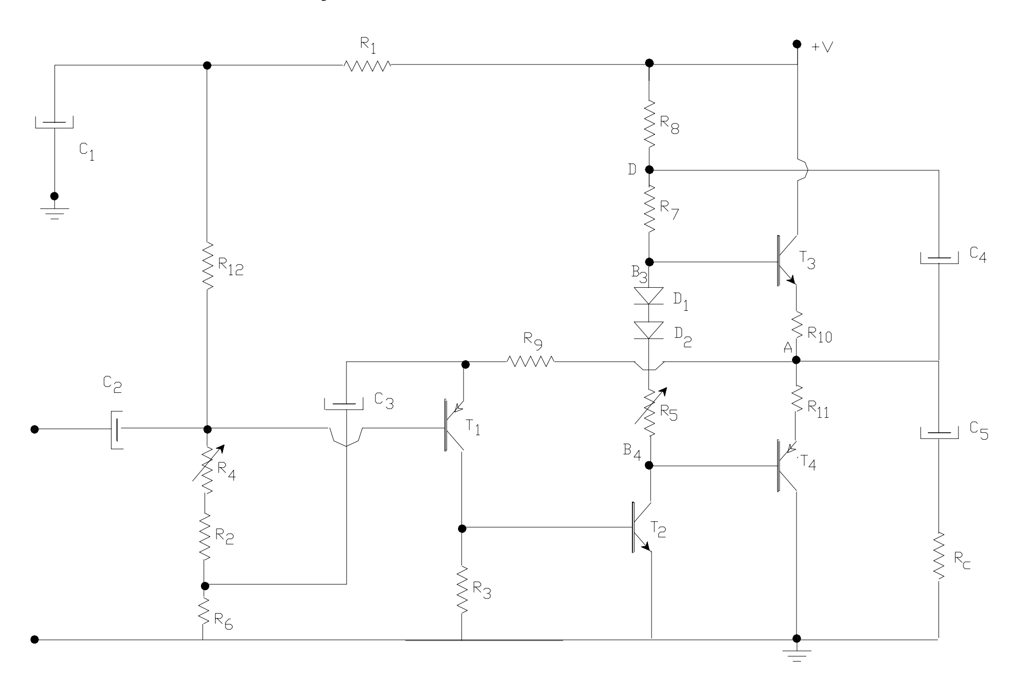


Figura XI.17.

$$R_3 = \frac{V_{R3}}{I_{R3}} = \frac{0{,}7\ V}{1{,}8\ mA} = 390\ Ohm$$

Como en cualquier etapa amplificadora con polarización estabilizada, entre un 15 y un 20 % de la tensión de alimentación se dedica como diferencia de potencial sobre la resistencia de estabilización corriente-serie (en este circuito llamada R_9). Desde el punto de vista de la estabilización conviene que dicha resistencia sea lo más grande posible, pero como hemos adelantado la inclusión del potenciómetro R_4 tiene como objetivo permitir el ajuste del potencial V_{AT} y por consecuencia una R_9 grande dejaría un reducido margen para realizar dicho ajuste.

En nuestro caso V_{AT} resulta ser un poco mayor a (V/2) = 15 Volt por lo que si adoptamos V_{R9} = 2 Volt resultará:

$$R_9 = \frac{V_{R9}}{I_{CQ1}} = \frac{2\ Volt}{2\ mA} = 1\ KOhm$$

y en consecuencia la distribución de tensiones en el circuito es:

$$V_{AT} = 15\ Volt \quad - \quad V_{ET1} = V_{AT} - V_{R9} = 15 - 2 = 13\ Volt$$

$$V_{BT1} = V_{ET1} - V_{EBu1} = 13 - 0{,}7 = 12{,}3\ Volt$$

$$V_{CEQ1} = V_{CT1} - V_{ET1} = V_{R3} - V_{ET1} = 0{,}7 - 13 = -12{,}3\ Volt$$

La máximos valores de potencia disipada y de tensión de ruptura para este transistor T_1 son:

$$P_{dmax} = V_{CEQ1} \ .\ I_{CQ1} = 12{,}3\ .\ 2\ .\ 10^{-3} = 24{,}6\ mW \qquad y \qquad V_{CEoMAX} = 1{,}4\ V_{AT} = 28\ Volt$$

por lo que en base a estos valores se lo puede seleccionar, teniendo en cuenta además que por ser etapa de entrada, en donde menor es el nivel de la señal y por lo tanto es preciso establecer una buena separación respecto al nivel de ruido, deberá darse preferencia a un transistor de bajo nivel, de alta ganancia y de bajo ruido. Continuando con el objetivo de mostrar un ejemplo numérico concreto supongamos que en la línea de componentes que venimos seleccionando para la etapa de salida y la excitadora decidiéramos utilizar el transistor BC559B con las funciones de pre-excitador. A continuación se debe dimensionar el divisor de tensión del circuito de base de este transistor cuyo circuito equivalente estático se representa en la figura XI.18.

La corriente en dicho divisor, o corriente en el resistor R_1 que llamaremos I_1 como sabemos, debe ser tanto mayor que la corriente de base de T_1 cuanto más alto sea el factor de estabilización que se desee imponer en la polarización de todo el sistema amplificador. En el otro extremo cuanto mayor sea I_1 mayor será el consumo de la fuente y se limitará el valor de la resistencia de entrada que presentará el dispositivo que como veremos luego quedará fijada por el valor de R_{12}, de modo que una solución de compromiso y como una primera aproximación puede procederse haciendo valer el criterio de selección de T_1 desde el punto de vista de una alta ganancia.

En tal sentido este transistor para una corriente I_C = 2 mA presenta:

$$h_{FEtip} = 290 \quad - \quad h_{fetip} = 335 \qquad y\ también: \qquad h_{FEmin} = 200 \quad - \quad h_{femin} = 240$$

entonces:

$$I_{B1MAX} = \frac{I_{CQ1}}{h_{FEmin}} = \frac{2\ mA}{200} = 10\ \mu A \qquad así \qquad I_1 = 10\ .\ I_{B1MAX} = 0{,}1\ mA$$

Como veremos luego, debido a los valores típicos de ganancia que presentan estos dispositivos, R_6 siempre es mucho más chica que el conjunto (R_2 + R_4) por lo que estas últimas se determinan haciendo:

$$(R_2 + R_4) = \frac{V_{BT1}}{I_1} = \frac{12{,}3\ Volt}{10^{-4}\ A} = 123\ KOhm$$

motivo por el cual puede adoptarse un resistor fijo de valor **R_2 = 68 KOhm** y un resistor ajustable tipo "preset" de valor **R_4 = 100 KOhm** de modo tal que aproximadamente en la mitad de su recorrido se pueda lograr un cómodo ajuste de la polarización del sistema, particularmente de la tensión V_{AT} y ello sin riesgo a que en dicho proceso se pueda hacer nula.

Por otra parte, la otra rama del divisor será:

$$(R_1 + R_{12}) = \frac{V - V_{BT1}}{I_1} = \frac{(30 - 12{,}3) \text{ Volt}}{10^{-4} \text{ A}} = 177 \text{ KOhm}$$

debiéndose adoptar los valores de cada uno de dichos resistores en función del valor de la resistencia de entrada que se desee imponer para todo el sistema amplificador, que como ya se adelantó y como veremos luego, en buena medida quedará fijada por el valor de R_{12} . Como ejemplo supongamos requerir R_{in} = 80 KOhm.

$R_{12} > R_{in}$ = 120 KOhm y por consecuencia **R_1 = 56 KOhm**

con la aclaración de que el conjunto R_1 - C_1 constituye una celda de filtro adicional para atenuar o minimizar la influencia del "ripple" o factor de ondulación de la fuente de alimentación sobre el bajo nivel de señal que como se comentara ya, debe procesar la etapa de entrada, por lo tanto con un C_1 aproximadamente diez veces el valor de C_2 y condicionando a este último con la frecuencia de corte inferior del sistema (50 o 100 Hz típicamente), tal como se detallara en el Capítulo X del presente trabajo.

Hasta aquí hemos completado la determinación de todos los componentes del circuito propuesto desde el punto de vista estático motivo por el cual se impondría llevar a cabo la verificación del comportamiento del mismo en su totalidad. A título ilustrativo y dentro de dicho esquema es útil que comprobemos la aptitud del circuito propuesto para permitir el ajuste del recorte simétrico o valor de V_{AT} . Para tal fin supongamos que por medio del ajuste en R_4 llevemos el valor de (R_2 + R_4) a 150 KOhm. En ese caso:

$$I_1 = \frac{V}{(R_1 + R_{12} + R_2 + R_4)} = \frac{30 \text{ Volt}}{(56 + 120 + 150) \cdot 10^3} = 92 \ \mu\text{A}$$

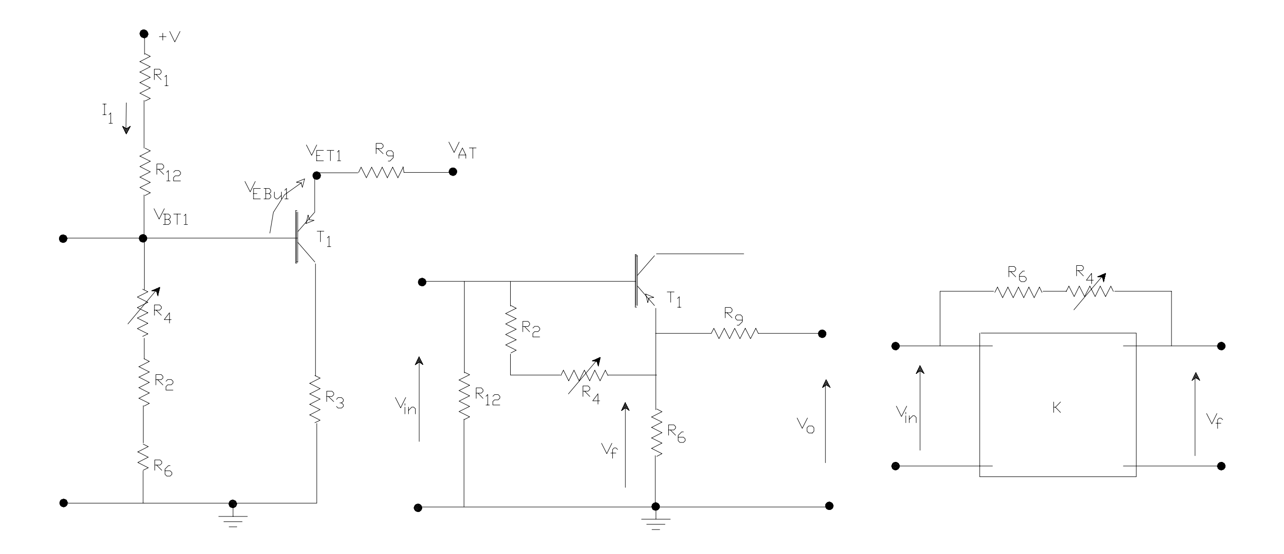


Figura XI.18. Figura XI.19. Figura XI.20.

en consecuencia:

$$V_{BT1} = I_1 \ . \ (R_2 + R_4) = 92 \ . \ 10^{-6} \ . \ 150 \ . \ 10^3 = 13{,}8 \ \text{Volt}$$

$$V_{ET1} = V_{BT1} + V_{EBu1} = 13{,}8 + 0{,}7 = 14{,}5 \ \text{Volt}$$

$$V_{AT} = V_{ET1} + V_{R9} = 14{,}5 + 2 = 16{,}5 \ \text{Volt}$$

en lugar de los 15 Volt que en la etapa de proyecto hemos supuesto como convenientes por lo que útil sería comprobar el recorte sobre el semiciclo positivo de la señal de salida utilizando el osciloscopio.

En cuanto al efecto de la realimentación de C.C. consideremos que al ser:

$$I_{CQ1} = \frac{V_{AT} - V_{ET1}}{R_9}$$

si apartándonos de las condiciones normales de funcionamiento supusiéramos que por cualquier causa V_{AT} tiende a crecer (lo cual produciría un recorte más pronunciado en el semiciclo positivo de la señal de salida), ello traería aparejado un incremento de I_{CQ1}. Se produciría entonces un incremento en I_{R3} y en I_{B2} y por consecuencia en I_{CQ2} también, que tendería a aumentar produciendo que $V_{BT3} = V - I_{CQ2} \ . \ (R_7 + R_8)$ disminuya y por consecuencia también tienda disminuir la misma V_{AT}. Se parte de suponer un incremento en V_{AT} y cerrando el lazo de análisis se llega a la conclusión que la misma V_{AT} debe disminuir; ello significa que en condiciones dinámicas el circuito fuerza a mantener la V_{AT} constante.

La sensibilidad con que actúa este mecanismo de autoregulación de V_{AT} depende del valor de R_9 por lo que desde este punto de vista habrá para este componente un valor mínimo adecuado.

Desde el punto de vista dinámico, en la figura XI.19. se representa un circuito equivalente para la señal, correspondiente a esta etapa pre-excitadora. Se observa que mediante el divisor R_9 - R_6 (considerando en corto circuito al capacitor C_3) se introduce una realimentación negativa externa tomando una muestra de la tensión de salida útil sobre la carga, es decir:

$$Vo_{max} = V_{cemax} \ . \ \frac{R_C}{R_C + R_{10}} = 13{,}4 \ . \ \frac{8}{8 + 0{,}47} = 12{,}66 \ \text{Volt}$$

y reinyectándola en serie en la entrada como una tensión V_{fmax} dada por:

$$V_{fmax} = \frac{R_6}{R_9 + R_6} \ . \ Vo_{max} \qquad \text{por lo que llamando} \qquad \beta = \frac{V_{fmax}}{Vo_{max}} = \frac{R_6}{R_9 + R_6}$$

En consecuencia, tal como se viera en el Capítulo correspondiente, si la ganancia a lazo abierto de estas etapas amplificadoras es lo suficientemente alta, en el comportamiento a lazo cerrado se tendrá que la ganancia de tensión de todo este dispositivo se encontrará fijada con la red de realimentación recién analizada, motivo por el cual:

$$A_{Vf} = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_9}{R_6}$$

ganancia esta última que generalmente suele ser un dato directamente o bien a través de la sensibilidad del sistema amplificador (con valores típicos comprendidos entre 20 a 200 veces equivalentes a V_{inmax} comprendidos entre unos 50 y 500 mV). Supongamos como ejemplo que la sensibilidad de nuestra etapa proyectada tuviese que ser de $V_{in(RMS)}$ =100 mV . Asi en nuestro caso:

$$A_{Vf} = \frac{Vo_{max}}{1{,}41 \ . \ V_{in(RMS)}} = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_9}{R_6} = \frac{12{,}66}{0{,}141} = 89{,}8$$

por lo que:

$$R_6 = \frac{R_9}{88{,}8} = \frac{1\ \text{KOhm}}{88{,}8} = 11{,}26 \qquad \text{por lo que adoptamos} \qquad \underline{\mathbf{R_6 = 12\ \ Ohm}}$$

confirmándose un valor mucho más bajo comparado con la suma $(R_2 + R_4)$ que justifica haberla despreciado en los cálculos estáticos precedentes.

XI.6.3.- Consideraciones respecto de la Impedancia de Entrada:

En el mismo circuito equivalente dinámico de la etapa pre-excitadora de la figura XI.19. puede estudiarse la resistencia de entrada de este dispositivo amplificador. Se mencionó ya que lo ideal sería que dicha resistencia de entrada quedara fijada por R_{12} , pero para ello el circuito existente a la derecha de dicha resistencia no debería cargar en el paralelo con R_{12} , cosa que pasamos a verificar seguidamente.

Tal como se ha indicado en dicho circuito equivalente, el circuito serie $(R_2 + R_4)$ se encuentra conectado entre el terminal de entrada o de base y el terminal de emisor del transistor T_1 , así siempre que la resistencia de $(R_2 + R_4)$ sea superior a h_{ie1} y de acuerdo con el teorema de MILLER, tal como se describe en la figura XI.20.:

$$K = \frac{V_f}{V_{in}} \qquad \text{y entonces:} \quad R_{in2\text{-}4} = \frac{(R_2 + R_4)}{1 - K}$$

y como:

$$K = \frac{h_{fe1}\ .\ R_6}{h_{ie1} + h_{fe1}\ .\ R_6} = \frac{390\ .\ 12}{4{,}8\ .\ 10^3 + 390\ .\ 12} = 0{,}5$$

$$R_{in2\text{-}4} = \frac{120\ \text{KOhm}}{1 - 0{,}5} = 240\ \text{KOhm}$$

Paralelamente y según se desprende de los circuitos equivalentes XI.21. y XI.22 se observa que T_1 dispone de una realimentación local del tipo corriente-serie debido a la presencia de la resistencia R_6 sin desacoplar en su circuito de emisor, motivo por el cual para el lazo de realimentación externa la resistencia de entrada del amplificador básico será $R_{is} = h_{ie1} + h_{fe1}\ .\ R_6 = 9{,}5$ KOhm .

A los efectos de determinar la diferencia de retorno de dicho lazo de realimentación externo para el cual:

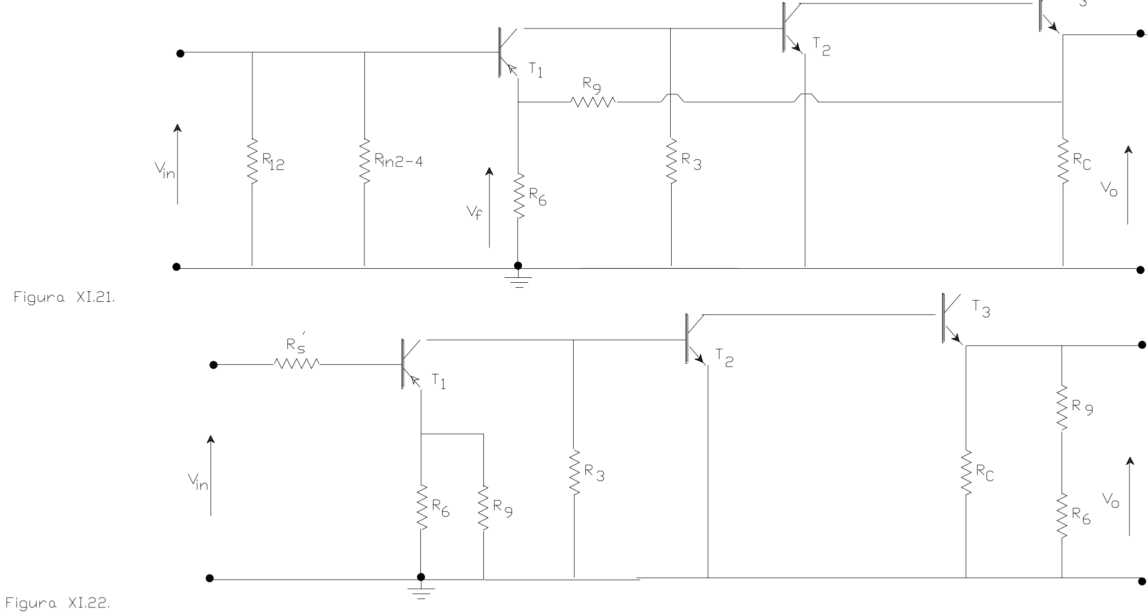


Figura XI.21.
Figura XI.22.

$$\beta = \frac{R_6}{R_9 + R_6} = \frac{12}{1012} = 11{,}8 \cdot 10^{-3}$$

es necesario calcular la ganancia de tensión a lazo abierto es decir la que corresponde al circuito amplificador básico sin realimentar y cargado con la red de realimentación de la figura XI.22. En este último:

$(R_9 + R_6) \gg R_C$ y como ya se dijo: $R_9 \gg R_6$

Asimismo y como se analizara en la figura XI.15.b).

$R_7 \gg (h_{ie3} + h_{FE3} \cdot R_{10})$ dada la característica de etapa de gran señal. Igualmente $R_8 \gg R_C$

y el sistema de "Bootstraping" incorporado. Por tal motivo la resistencia de entrada del clase AB resultará:

$$R_{i3} = h_{FE3} \cdot (R_{10} + R_C) = 150 \cdot (0{,}47 + 8) = 1270 \text{ Ohm}$$

por lo que la ganancia de tensión de la etapa excitadora resultará:

$$A_{V2} = gm_2 \cdot R_{i3} = 40 \cdot 30 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}27 \cdot 10^3 = -1524$$

en tanto que la resistencia de entrada de la misma será:

$$h_{ie2} = \frac{h_{fe2}}{gm_2} = \frac{175}{40 \cdot 30 \cdot 10^{-3}} = 146 \text{ Ohm}$$

En consecuencia la resistencia de carga dinámica de la etapa pre-excitadora será:

$$R_{d1} = R_3 // h_{ie2} = \frac{390 \cdot 146}{390 + 146} = 106 \text{ Ohm}$$ y su ganancia de tensión: $$A_{V1} = \frac{R_{d1}}{R_6} = \frac{-106}{12} = -8{,}85$$

Como el clase AB de salida tiene características seguidoras supondremos que no contribuye a la ganancia de tensión, por lo que a lazo abierto la dos primeras etapas disponen una ganancia de:

$$A_{VTot} = A_{V1} \cdot A_{V2} \cdot A_{V3} = (-1524) \cdot (-8{,}85) \cdot 1 = 13491{,}4$$

Si bien no disponemos datos de la resistencia interna de la fuente de excitación que volcaremos sobre la base de T_1 vamos a suponer que al buscarse máxima transferencia de energía o lo que es lo mismo la adaptación de impedancias en la entrada, $R_s = R_{iA}$ con lo cual la ganancia de tensión referida a la fuente de excitación será: $A_{Vs} = (A_{VTot} / 2) = 6750$. En consecuencia la diferencia de retorno será:

$$D = 1 + \beta \cdot A_{Vs} = 1 + 11{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot 6750 = 80{,}6$$

Enntonces:

$$R_{i1} = h_{ie1} + h_{fe1} \cdot R_6 = 4{,}8 \cdot 10^3 + 390 \cdot 12 = 9{,}6 \text{ KOhm}$$

$$R_s' = \frac{R_s \cdot R_{12}}{R_s + R_{12}} = 9{,}6 \text{ KOhm}$$

con lo cual: $R_{is} = R_s' + R_{i1} = 19{,}2$ KOhm

y por lo tanto a lazo cerrado: $R_{isf} = D \cdot R_{is} = 80{,}6 \cdot 19{,}2 \cdot 10^3 = 1{,}55$ MOhm

$$R_{if} = \frac{R_{isf} \cdot R_s'}{R_{isf} - R_s'} = 1{,}53 \text{ MOhm}$$

con lo que, finalmente, la resistencia de entrada del dispositivo es:

$$R_{in} = R_{12} \ // \ R_{if} \ // \ R_{in2-4} = 120 \text{ KOhm} \ // \ 1{,}53 \text{ MOhm} \ // \ 240 \text{ KOhm} = 76 \text{ KOhm}$$

XI.7.- EMPLEO DEL PAR D'ARLINGTON COMPLEMENTARIO - SIMETRIA CUASICOMPLEMENTARIA:

Cuando las potencias de salida requeridas resultan del orden de varias decenas o del orden de la centena de Watt la etapa de salida complementaria tal como la estudiada hasta aquí, es decir con ganancia de corriente de gran señal compatible con la correspondiente a un transistor bipolar convencional, arroja como consecuencia una etapa excitadora con un nivel de excursión o nivel de potencia de salida similar a una etapa de potencia por lo que su resolución con la configuración clase A traería aparejado las limitaciones y desventajas que se detallaran ya con anterioridad.

Es por este motivo que frente a dichos niveles de potencia de salida se pueden utilizar como transistores de salida al par D'Arlington y a su correspondiente par D'Arlington complementario, tal como se ilustra en la configuración circuital indicada en la figura XI.23., de modo de aprovechar la alta ganancia de corriente inherente a dicha conexión D'Arlington.

El estudio de dicha configuración circuital la encararemos haciendo uso de los conceptos hasta aquí descriptos y para tal finalidad encararemos la resolución de un proyecto en base a un ejemplo numérico que parte de los siguientes datos:

$$P_u = 100 \text{ W} \quad - \quad R_C = 4 \text{ Ohm} \quad - \quad Tamb = 30 \text{ ºC}$$

a) adopción de las resistencia de estabilización R_{10} y R_{11} :

Hemos dicho ya que: $\quad 0{,}05 \cdot R_C < (R_{10} = R_{11}) < 0{,}10 \cdot R_C$

en atención a los niveles de potencia que se deberán manejar en este ejemplo, con la consiguiente sobre elevación de la temperatura de trabajo y su influencia sobre la polarización, se estima aconsejable seleccionar el mayor valor resulltante de aplicar dicho criterio e inclusive superando dicho tope. Así R_{10-11} en este caso surge de considerar:

$$(0{,}05 \cdot 4 = 0{,}2) < (R_{10} = R_{11}) < (0{,}10 \cdot 4 = 0{,}4) \qquad \text{pudiendo elegirse} \qquad R_{10} = R_{11} = 1 \text{ Ohm}$$

aunque no se cumpla dicha recomendación y en detrimento del rendimiento.

b) determinación de la excursión simétrica máxima necesaria:

$$V_{cemax} = \frac{R_C + R_{10}}{R_C} \cdot \sqrt{2.Pu \cdot RC} = \frac{4 + 1}{4} \cdot \sqrt{2 \cdot 100 \cdot 4} = 35{,}35 \text{ V}$$

$$I_{cmax} = \frac{V_{cemax}}{R_C + R_{10}} = \frac{35{,}35 \text{ V}}{(4 + 1) \text{ Ohm}} = 7{,}1 \text{ A}$$

c) cálculo de la tensión de la fuente de alimentación:

En esta configuración circuital las previsiones de máxima excursión con un recorte simétrico nos llevan a considerar que para una de los semiciclos además de la calculada V_{cemax} se debe tener en cuenta la $V_{CE(sat)3}$ correspondiente al par D'Arlington NPN mientras que para el restante semiciclo en el límite la V_{cemax} debe producirse cuando además de saturar el clase A ($V_{CE(sat)2}$) se saturen las dos uniones base-emisor del par D'Arlington complementario al anterior ($2 \cdot V_{EB(sat)4}$), motivo por el cual el mínimo valor de la tensión de la fuente de alimentación necesaria será:

$$V = 2 \cdot V_{cemax} + V_{CE(sat)3} + 2 \cdot V_{EB(sat)4} + V_{CE(sat)2} = 2 \cdot 35{,}35 + 4 = 75 \text{ V}$$

así puede seleccionarse la fuente de alimentación con dicho valor de tensión y consecuentemente como primera

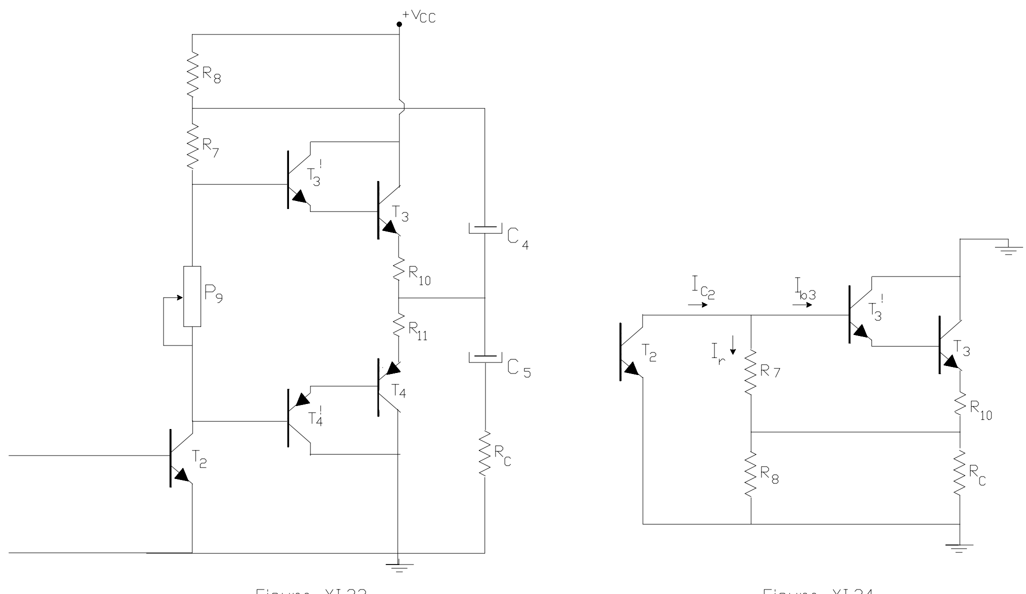


Figura XI.23.   Figura XI.24.

aproximación estimar una

$$V_{AT} = \frac{V}{2} = 37{,}5 \text{ Volt}$$

d) selección de los pares D'Arlington complementarios:

Los transistores de la etapa de salida deben cumplir con los siguientes requisitos:

$$P_{dMAX} > \frac{(1{,}1 \,.\, V)^2}{40 \,.\, (R_{10} + 0{,}8 \,.\, R_C)} = \frac{(1{,}1 \,.\, 75)^2}{40 \,.\, (1 + 0{,}8 \,.\, 4)} = 41 \text{ W} \;; \qquad V_{CEomax} > \frac{V}{0{,}75} = 100 \text{ V}$$

debiendo admitir también un I_{CMAX} (pico) > 7,1 A previamente calculados.

Recorriendo los Manuales de Semiconductores de Potencia y a título de ejemplo puede destacarse los transistores tipo D'Arlington complementarios tipo BDX67B / BDX66B o bien los tipo TIP142 / 147 que con mayor o menor ventaja podrían seleccionarse para este ejemplo, destacándose para ellos las siguientes características:

BDX67B / BDX66B:

V_{CEomax} = 100 V - I_{CMAX} (pico) > 20 A - T_{jMAX} = 200 ºC - θ_{jc} = 1,17 ºC/W - $h_{FE(10A)}$ = 1000

TIP142 / 147:

V_{CEomax} = 100 V - I_{CMAX} (pico) > 10 A - T_{jMAX} = 150 ºC - θ_{jc} = 1 ºC/W - $h_{FE(5A)}$ = 1000

Encapsulado tipo T03 de modo tal que para el primer grupo seleccionado el disipador necesario surgiría de considerar:

$$\theta_{C\text{-}D} + \theta_{D\text{-}A} = \frac{T_{jMAX} - T_{amb}}{P_{dMAX}} - \theta j\text{-}c = \frac{200 - 30}{41} - 1{,}17 = 3 \text{ ºC/W}$$

por lo que dado el encapsulado y un montaje con utilización de grasa siliconada es posible estimar una $\theta_{C\text{-}D}$ = 0,5 ºC/W y consecuentemente y con el auxilio del ábaco ya descripto, dimensionar un disipador capaz de presentar una $\theta_{D\text{-}A}$ inferior a 2,5 ºC/W en base a una extrusión tipo 56290, pintado horizontal en una longitud de 10 cm. aproximadamente.

Dada la ganancia de corriente asegurada este juego de transistores requerirá, para la obtención de la potencia de salida útil especificada, una excitación de:

$$I_{b3MAX} = \frac{I_{cmax}}{h_{FE(10A)}} = \frac{7{,}1\ A}{1000} = 7{,}1\ mA$$

e) Demanda de corriente a la etapa excitadora - cálculo del circuito "Bott Strap":

Tal como hemos visto con anterioridad, una de las formas de economizar potencia en la etapa excitadora clase A es utilizar el sistema de "boot straping" en la etapa de salida. Para dicha configuración circuital y para las componentes dinámicas el circuito equivalente que puede analizarse se ha representado en la figura XI.24. En dicho circuito I_{b3MAX} = 7,1 mA y como sabemos la corriente de polarización del clase A excitador debe adoptarse de modo que:

$I_{CQ2} > I_{b3MAX} = 7{,}1\ mA$ por lo que puede adoptarse por ejemplo $I_{CQ2} = 12\ mA$

ya que haciendo los mismos cálculos que se realizaran en el ejemplo precedente:

$$I_{rMAX} = I_{CQ2} - I_{b3MAX} = 12 - 7{,}1 = 5\ mA \text{ aproximadamente}$$

con la diferencia que ahora, la caída de potencial en R_7 es mucho mayor que antes, debido a la saturación del par D'Arlington considerada en su unión base-emisor, es decir:

$$V_{R7} = 2 \cdot V_{BE(sat)} + I_{cmax} \cdot R_{10} = 2 \cdot 1\ V + 1 \cdot 7{,}1\ V = 9{,}1\ V$$

por lo que el valor mínimo de R_7 será:

$$R_{7MIN} = \frac{V_{R7}}{I_{rMAX}} = \frac{9{,}1\ V}{5\ mA} = 1{,}8\ KOhm$$

de la misma forma el mínimo valor para R_8 de modo que no cargue al parlante: $R_{8MIN} = 20 \cdot R_C = 80$ Ohm.

Por otra parte, para la componente de continua $V_{B3T} = V_{AT} + 2 \cdot V_{BEu3} = 37{,}5 + 1{,}4 = 38{,}9\ V$

por lo que sobre el circuito serie $R_7 + R_8 = \frac{V - V_{B3T}}{I_{CQ2}} = \frac{75 - 38{,}9}{12 \cdot 10^{-3}} = 3\ KOhm$

con lo que finalmente puede ajaustarse $R_7 = 2{,}7$ KOhm y $R_8 = 270$ Ohm

Tal como hemos visto ya en otro ejemplo, los condensadores C_4 y C_5 se fijan de modo tal que sus reactancias, a la menor frecuencia de trabajo, sean despreciables frente a las resistencias que acoplan de modo tal que para una frecuencia de corte inferior de 100 Hz. se tendrá:

$$C_5 > \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot R_C} = \frac{10}{6{,}28 \cdot 100 \cdot 4} = 4000\ \mu F$$

$$C_4 > \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot R_8} = \frac{10}{6{,}28 \cdot 100 \cdot 270} = 70\ \mu F$$

debiendo seleccionarse entre los valores comerciales mas cercanos por encima de tales valores mínimos.

Puede comprobarse que para potencias de salida grandes el circuito de "boot strap" arroja valores de resistencia $R = R_7 + R_8$ cada vez más grandes con la consecuente pérdida de rendimiento a raíz de una mayor disipación de potencia en ellas por lo que una alternativa es que en su reemplazo puede utilizarse un circuito activo,

tal como el que se indica en la figura XI.25. en donde el transistor T_7 suele ser un transistor complementario a T_2 y para el mismo:

$$- I_{CQ7} = I_{CQ2} = 12 \text{ mA} \qquad y \qquad V_{CEQ7} + I_{CQ7} \, . \, R_{E7} = -(V - V_{B3T}) = - 36{,}1 \text{ V}$$

por lo que adoptando como caída de tensión estabilizadora (I_{CQ7} . R_{E7}) un 20 % de la tensión de reposo V_{CEQ7}

$$R_{E7} = \frac{7{,}22 \text{ V}}{I_{CQ7}} = \frac{7{,}22 \text{ V}}{0{,}012 \text{ A}} = 601{,}6 \text{ Ohm} \qquad \text{pudiéndose adoptar} \qquad R_{E7} = 560 \text{ Ohm} \quad \text{entonces:}$$

$$V_{R1} = V_{EBu7} + I_{CQ7} \, . \, R_{E7} = 0{,}7 + 0{,}012 \, . \, 560 = 7{,}42 \text{ V}$$

Así, eligiéndo como corriente en el divisor de tensión de la base un valor $I_{R1} >> I_{B7}$ que puede ser, por ejemplo $I_{R1} = 1$ mA, dicho divisor resultará ser:

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_{R1}} = \frac{7{,}42 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 7{,}42 \text{ KOhm} \qquad \text{cuyo valor comercial} \qquad R_1 = 6{,}8 \text{ KOhm}$$

$$R_1 + R_2 = \frac{V}{I_{R1}} = \frac{75 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 75 \text{ KOhm} \qquad \text{entonces} \qquad R_2 = 68 \text{ KOhm}$$

Para la elección de T_2 y su complementario T_7 deben tenerse en cuenta las siguientes condiciones de trabajo de clase A:

$$I_{CQ2} = 12 \text{ mA} \quad ; \quad V_{CEQ2} = 36{,}1 \text{ V} \quad ; \quad V_{CEoMAX} = V = 75 \text{ V}$$

$$y \quad P_{dMAX} = I_{CQ2} \, . \, V_{CEQ2} = 0{,}012 \, . \, 36{,}1 = 433 \text{ mW}$$

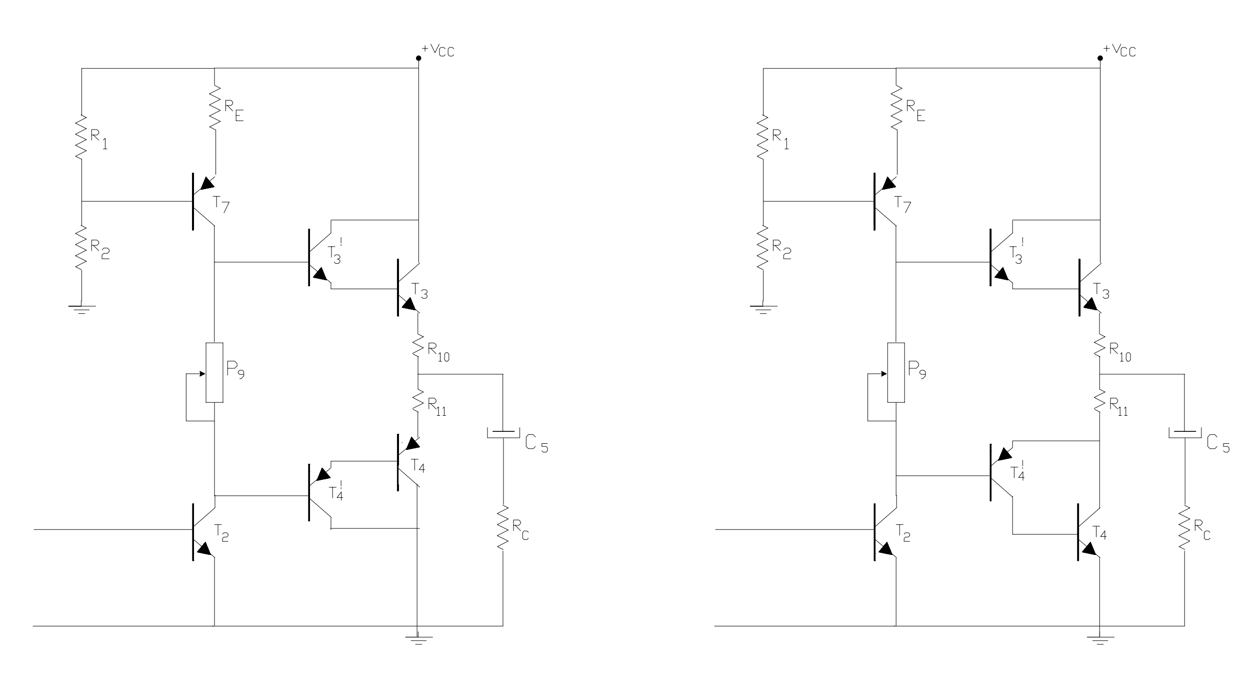


Figura XI.25. Figura XI.26.

Recorriendo los mismos Manuales de Semiconductores con los que se eligieron los demás transistores puede ubicarse a los transistores npn BC639 y su complementario BC640 cuyos datos más relevantes son:

$$BV_{CEo} = 80 \text{ V} \quad ; \quad T_{jMAX} = 150 \text{ ºC} \quad ; \quad \theta_{ja} = 156 \text{ ºC/W}$$

por lo que para la $T_{amb} = 30$ ºC la juntura operará a $T_j = T_{amb} + P_{dMAX} \cdot \theta_{ja} = 30 + 156 \cdot 0{,}433 = 97{,}58$ ºC vale decir inferior a la T_{jMAX} .

En consecuencia en la base del clase A excitador: $$I_{B2} = \frac{I_{CQ2}}{h_{FE2min}} = \frac{12 \text{ mA}}{25} = 480 \ \mu A$$

y el resto del sistema amplificador puede ser proyectado siguiendo los mismos lineamientos que en el ejemplo anterior.

Para este orden de potencias de salida y superiores, muchas veces no resulta posible lograr una simetría suficiente entre el par D'Arlington npn y el pnp por lo que para resolver a este último se recurre a una conexión directa equivalente al par D'Arlington pnp pero en donde el transistor de salida, que es el que debe suministrar dicha gran potencia de salida, es idéntico al de salida del par D'Arlington npn, tal como se observa en la figura XI.26. El circuito amplificador resultante es así denominado casi o cuasi complementario.

Tal como veremos enseguida, esta solución se adopta también en los circuitos amplificadores integrados de potencia aunque los niveles de potencia no sean significativos. En este caso dicho arreglo circuital se justifica debido a la limitación tecnológica de integrar en la misma pastilla semiconductora y siguiendo las técnicas de construcción convencionales a transistores complementarios idénticos.

En la figura XI.27 se representa el circuito correspondiente a un amplificador de potencia clase B práctico que siguiendo las técnicas y soluciones aquí descriptas, se recomienda para una potencia de salida de 50 Watt con parlantes cuya impedancia se ubique entre 4 y 8 Ohm, con una distorsión armónica inferior a 3 % y para un ancho de banda comprendida entre unos 20 y unos 30.000 Hz. Respecto de dicho circuito es apropiado destacar que:

1) el condensador de 0,47 µF en serie con el resistor de 10 Ohm, conectados en paralelo con el parlante se colocan para evitar oscilaciones en el parlante debido a un efecto conocido como Resonancia Mecánica (ver Audio Radio Handbook de National).

2) la fuente de alimentación, que en este caso es simétrica, debe suministrar una tensión cuyo nivel sea por lo menos

$$V_{cemax} = \frac{R_C + R_{10}}{R_C} \sqrt{2.Pu \cdot RC} = \frac{8 + 0{,}3}{8} \cdot \sqrt{2 \cdot 50 \cdot 8} = 30 \text{ V}$$

$$V_{CC} = V_{EE} = V_{cemax} + V_{BE(sat)3} + V_{CE(sat)3'} = 32 \text{ V}$$

3) C_5 . R_7 y R_8 conforman el sistema de "boot strap".

4) la capacidad de 47 pF conectada entre el colector y la base de T_2 introducen la compensación de fase necesaria para asignarle una adecuada estabilidad a la etapa excitadora.

5) la etapa pre excitadora en este caso resuelta por una configuración diferencial es alimentada a partir de la incorporación de un regulador y una etapa de filtro pasa bajo adicionales como una forma de prever una baja generación de ruido en dicha etapa de entrada. Puede observarse asimismo el aprovechamiento el par de terminales de entrada del diferencial a los efectos de introducir el lazo de realimentación negativa externa.

6) dicho lazo de realimentación externa, cuya finalidad es fijar la ganancia o la sensibilidad del sistema, en este caso se encuentra resuelta por los componentes C_4, R_1 y R_2 para los cuales, suponiendo una ganancia a lazo abierto lo suficientemente grande se tiene:

$$A_{Vf} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{27}{0{,}56} = 50 \qquad V_{inMAX} = \frac{V_{oMAX}}{A_{Vf}} = \frac{28{,}3 \text{ V}}{50} = 0{,}56 \text{ V}$$

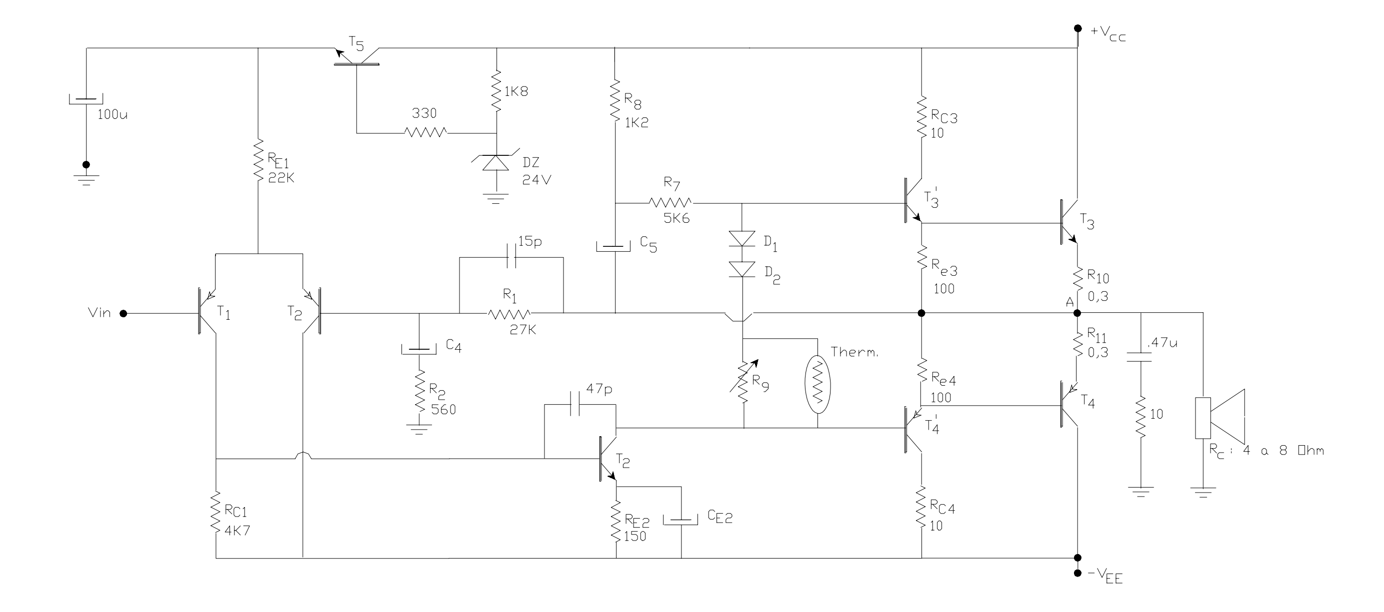


Figura XI.27

7) el circuito conformado por los diodos D_1 y D_2 , el potenciómetro R_9 y el termistor colocado en paralelo con este último, tiene como objetivo hacer que la especie de D'Arlington T'_3 /T_3 y T'_4/T_4 funcione en clase AB y elimine así a la distorsión de cruce (ajustable) con un efecto de compensación térmica sobre la corriente de reposo.

XI.8.- AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE BAJA FRECUENCIA INTEGRADOS:

Los fundamentos teóricos conceptuales sobre los que se basan las técnicas y tecnologías empleadas en la resolución de los circuitos amplificadores de potencia de baja frecuencia integrados no son otros que los visto hasta aqui en los ejemplos de los circuitos discretos y/o híbridos. Solo resta ahora observar las soluciones que se adoptan en la tecnología integrada en atención a las ventajas y limitaciones con que se enfrenta la fabricación de los circuitos integrados lineales.

Para tal fin tomaremos como ejemplo para someter al análisis y discusión a la familia de amplificadores de baja potencia y baja frecuencia integrados tipo LM380/LM389 ya que se trata de una familia que emplea una etapa de salida de potencia clase B (práctica) en base a un par cuasi complementario, tal como puede observarse en el circuito de la figura XI.28, que corresponde al LM380 y en el cual no se incluyen ni la parte de protecciones contra corto circuitos en la carga ni las protecciones térmicas.

En dicho circuito, los transistores que suministran la potencia de salida T_7 y T_9 son dos transistores npn idénticos, lo que en esta tecnología integrada asegura la exacta simetría. Como hemos adelantado precedentemente, la complementariedad entre ambos se logra con el agregado del transistor T_8 tipo pnp en una conexión similar al D'Arlington con T_9 .

El circuito formado por los resistores R_6 y R_7 y los diodos D_1 y D_2 conforman el circuito de estabilización y compensación térmica de la corriente de polarización del clase B práctico a los efectos de eliminar la distorsión de cruce.

La fuente de corriente espejo conformada por los transistores T_{10} y T_{11} tiene por objeto polarizar al clase A excitador que se resuelve mediante el transistor T_{12} . Respecto a dicha fuente de polarización también es importante resaltar que a través de T_{10} , más precisamente por la unión base-emisor de T_{10} , en serie con la resistencia R_1 de 50 KOhm se está aplicando una tensión de alimentación de valor (Vcc - 0,6 V) al emisor del transistor T_3 , mientras que el emisor de T_4 a través de la resistencia R_2 de 25 KOhm conectada al terminal de salida del amplificador (8) y dada la simetría de dicho sistema de salida, recibe un potencial equivalente a la mitad de Vcc.

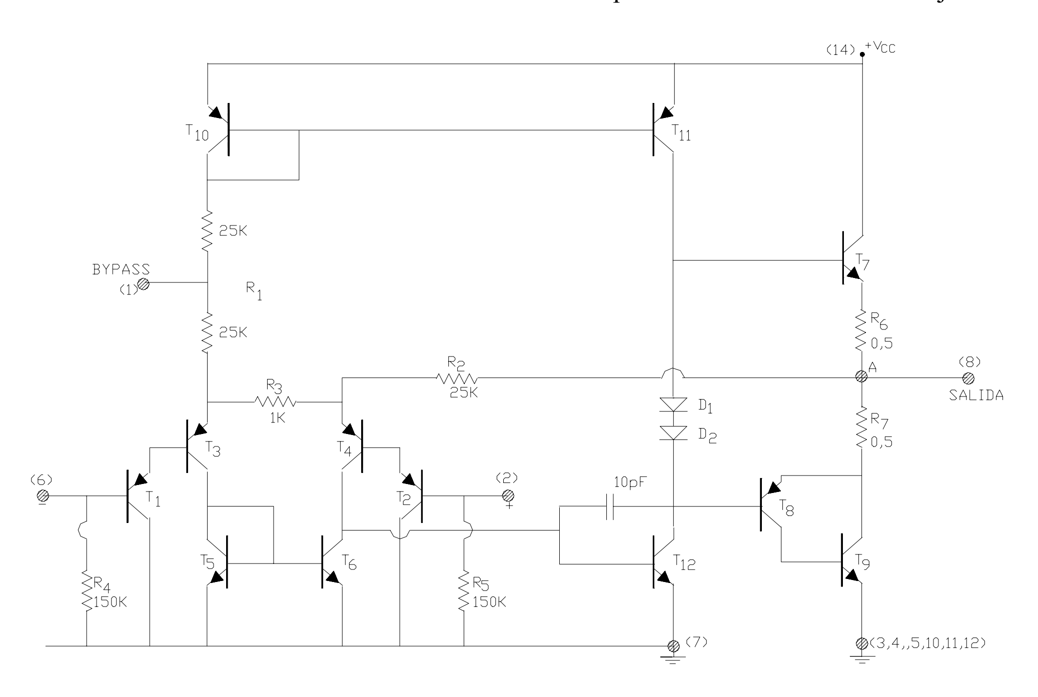


Figura XI.28.

Así, los extremos del resistor R_3 se encuentran a igual potencial (aproximadamente) y por lo tanto, no habiendo circulación de corriente por el mismo, se establecen corrientes idénticas en ambas ramas del amplificador diferencial y su correspondiente carga activa que conforman la etapa de entrada. Dichas corrientes se encuentran determinadas por:

$$I_{CQ4} = \frac{(V_{AT} = 0,5 \cdot Vcc) - 2 \cdot V_{Ebu2\text{-}4}}{R_2 + \dfrac{R_5}{h_{FE2} \cdot h_{FE4}}} \quad ; \quad I_{CQ3} = \frac{Vcc - 0,6 - 2 \cdot V_{Beu1\text{-}3}}{R_1 + \dfrac{R_4}{h_{FE1} \cdot h_{FE3}}}$$

Entonces si por alguna razón V_{AT} se modificara, cambia la corriente I_{CQ4} y también la I_{CQ2} produciendo un cambio en la tensión $V_{BT8\text{-}9}$ y por lo tanto también en la V_{AT} que tiende a recomponer el cambio inicialmente considerado , es decir que se establece un lazo de realimentación de las componentes de C.C. con la finalidad de estabilizar la tensión continua del nodo A de salida o terminal (8), sobre la que se superpone la señal de salida, lográndose así que el recorte simétrico quede estabilizado.

En cuanto a la ganancia del sistema se puede observar la realimentación de señal entre la salida (8) y el punto interno central de R_3 que tiene por lo tanto características de tierra virtual para la señal diferencial . Se trata de una realimentación negativa con topología tensión – serie y con una transferencia dada por:

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{0,5 \cdot R_3}{0,5 \cdot R_3 + R_2}$$

Si la ganancia a lazo abierto del sistema, lograda por la etapa diferencial con carga activa de entrada y por la etapa emisor común constituida por T_{12} es lo suficientemente grande, entonces la ganancia de tensión a lazo cerrado resulta ser:

$$A_{Vf} = \frac{1}{\beta} = 1 + 2 \cdot \frac{R_2}{R_3} = 51$$

Los resistores R_4 y R_5 de 150 KOhm internamente en el integrado hacen posible la polarización de la etapa de entrada ya que permiten establecer las corrientes de base de polarización en dicha etapa sin depender de la fuente de excitación que se utilice, de modo de no condicionar su forma de conexión que por consecuencia puede

establecerse entre las entradas inversora y no inversora (entre los terminales (6) y (2)), entre una cualquiera de ellas y masa pudiendo la restante quedar flotante de masa o bien retornada a masa a través de un resistor o un capacitor o con un corto circuito a masa.

Este amplificador se presenta integrado en un "chip" de 14 terminales, permitiendo una corriente pico de 1,3 A sobre la carga. Dispuestos sobre un circuito impreso con una superficie de cobre de 40 cm^2 de un espesor típico presenta una resistencia térmica entre juntura y ambiente de 35 ºC/W y posee un sistema de protección térmica que limita la Tj_{max} a unos 150 ºC. De tal forma que, para una temperatura ambiente de 25 ºC su capacidad de disipación resulta ser:

$$Pdis_{max} = \frac{150\,ºC - 25\,ºC}{35\,ºC/W} = 3,6\ W$$

y con el agregado de un disipador puede incrementarse dicha capacidad por encima de unos 10 W.

Ensayado con una resistencia de carga de 8 Ohm y alimentado con una fuente de 18 V el fabricante proporciona la Distorsión Total Armónica como una función de la frecuencia de trabajo y con la potencia de salida como parámetro. A partir de tal información gráfica puede extraerse que hasta 2 W y entre 100 Hz y 10 KHz asegura una Distorsión Total inferior a 0,3 %.

En la segunda etapa (transistor T_{12}) en capacitor C = 10 pF introduce una compensación para ampliar el margen de estabilidad, desplazando el polo dominante de alta frecuencia permitiendo un ancho de banda de 100 KHz para 2 W y 8 Ohm.

Un circuito de aplicación típico, recomendado por el mismo fabricante puede observarse en la figura XI.29. en donde se aprecia la incorporación de un control de volumen en la entrada en base a la utilización del potenciómetro de 10 Khom. El acoplamiento de la carga se efectiviza mediante un condensador C = 500 μF que tiene como función permitir la alimentación con una sola fuente. Cabe puntualizar también, que C_2 = 0,1 μF y R_2 = 2,7 KOhm es un circuito que suprime ciertas oscilaciones que se producen en la banda de 5 a 10 MHz y que aparecen en el parlante debido al efecto ya mencionada como de resonancia mecánica.

El terminal (1) de BYPASS permite agregar una celda adicional pasa bajos para lograr un mejor filtrado de la fuente de alimentación. En tal sentido el fabricante asegura un rechazo de la fuente de alimentación como función del valor de capacidad que se agrega en dicho terminal y va desde unos 6 dB para 0 μF hasta unos 30 dB desde 100 Hz. para 5 ó 10 μF.

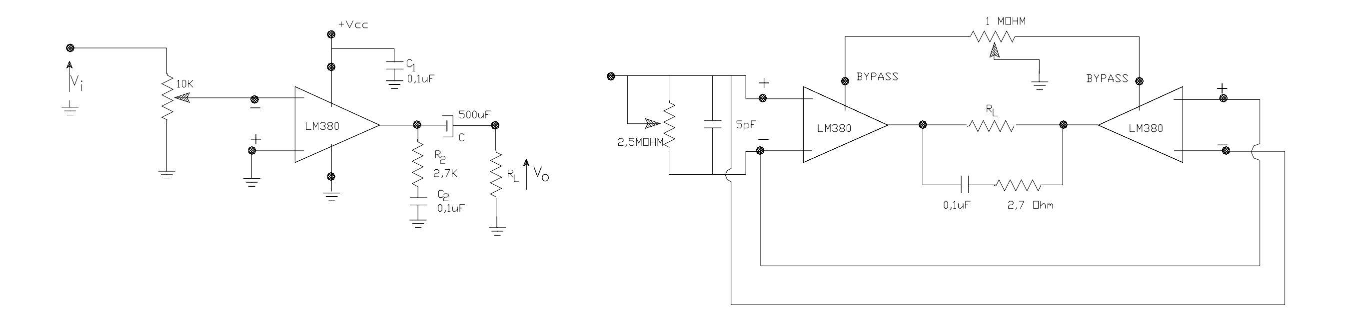


Figura XI.29. Figura XI.30

Cuando se requiere obtener mayores potencias en la carga se puede utilizar una configuración tipo puente, tal como la indicada en la figura XI.30. En dicha figura el circuito con el potenciómetro de 1 MOhm entre los terminales de BYPASS de ambos amplificadores tiene como objetivo lograr el equilibrio sin residuo de tensión en la carga aún en presencia de tensiones de OFFSET presentes a la salida de dichos amplificadores.

Otra de las versiones de este circuito amplificador de potencia integrado es el presentado como LM386, especialmente recomendado para su utilización en el rango de audio frecuencias con bajas tensiones de alimentación y con el mínimo de componentes externos. El circuito simplificado, que no incluye las protecciones contra corto circuitos en la carga ni la limitación de temperatura de juntura, se presenta en la figura XI.31.

La particularidad en este caso es el acceso, mediante los terminales (1) y (8), a variar la ganancia del amplificador, desde un valor internamente ajustado en 20 si tales terminales permanecen a circuito abierto:

$$\beta = \frac{R_3}{R_3 + R_2} = \frac{0{,}75}{0{,}75 + 15} = 0{,}05$$

ya que entre emisores de T_3 y T_4 la resistencia total es 150 + 1350 = 1500 Ohm y contra el punto de tierra virtual corresponde considerar la mitad: $R_3 = 750$ Ohm.

y en consecuencia

$$A_V = \frac{1}{\beta} = 20$$

mediante el conexionado de un circuito serie formado por R y C hasta un valor de 200 para el caso extremo en que dicha resistencia se hace cero, ya que:

$$\beta = \frac{R_3}{R_3 + R_2} = \frac{0{,}075}{0{,}075 + 15} = 0{,}005$$

ya que entre emisores de T_3 y T_4 la resistencia total es 150 Ohm y contra el punto de tierra virtual corresponde ahora considerar : $R_3 = 75$ Ohm.

y en consecuencia

$$A_V = \frac{1}{\beta} = 200$$

La compensación interna en base a la capacidad agregada entre los terminales de colector y base de T_{12} es la adecuada para permitir una ganancia a lazo cerrado de 20 con un Margen de Fase apropiado.

Se presenta asimismo en la versión LM388, en la cual es accesible el terminal (9) en base del transistor T_7 recomendado para la incorporación de la técnica de “boot strapping”, pudiéndose recabar mayor información en los manuales correspondientes o en el Audio Radio Handbook de National, ya citado.

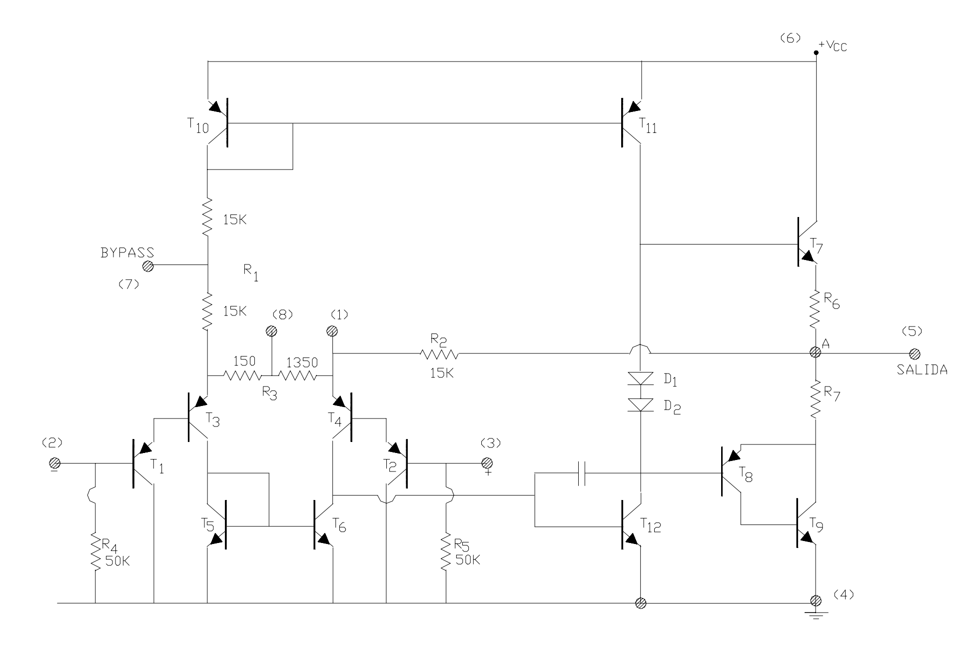


Figura XI.31.

XI.8.1. Protecciones en los circuitos integrados de potencia:

Tal como se mencionó precedentemente, estos circuitos amplificadores de potencia integrados vienen provistos de circuitos de protección, tanto para cortocircuitos en la carga como para la limitación de la temperatura de trabajo.

La figura XI.32. muestra una etapa de salida clase AB tal como las estudiadas, con la protección contra el efecto de producirse un corto circuito entre los terminales de salida donde normalmente va conectada la carga y el circuito integrada se encuentre bajo alimentación. Tal como puede apreciarse al esquema del amplificador ya analizado se le ha adicionado el transistor T_{13} que reproduce un mecanismo de protección similar al descripto en oportunidad de estudiarse la etapa de salida del Op. Amp. 741 (Capítulo V), es decir que si una elevada corriente circulara por el transistor T_7 a consecuencia de un cortocircuito en la carga, ésta generará en R_6 una diferencia de potencial suficiente como sacar de la condición de corte al transistor T_{13} quitándole la corriente de excitación al transistor de salida T_7 que como consecuencia reduce su corriente a un nivel seguro de operación.

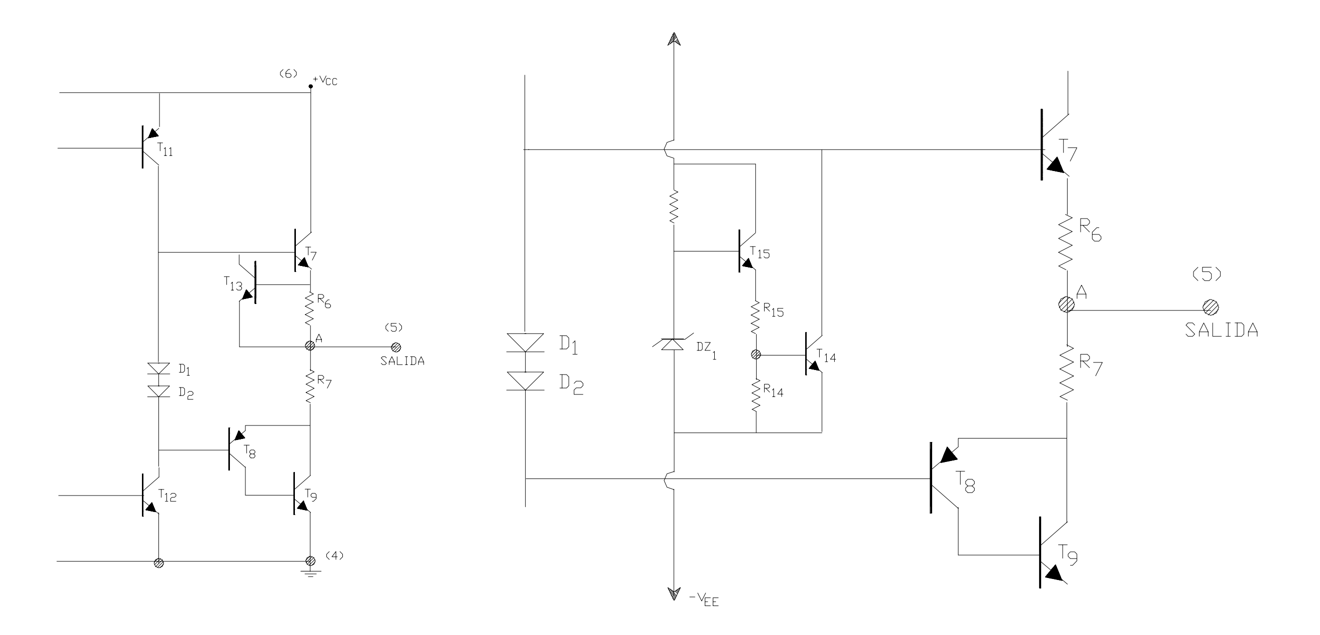


Figura XI.32. Figura XI.33.

Además de la protección contra cortocircuitos, la mayor parte de los amplificadores de potencia integrados vienen equipados con un circuito que capta la temperatura del "chip" y hace que un transistor protector similar al T_{13} recién descripto, salga de la condición de corte y absorba la corriente de excitación del transistor de salida T_7 en el caso de que la temperatura exceda de un valor preestablecido y seguro.

La figura XI.33. ilustra un circuito de corte térmico apropiado para cumplir la función precedentemente descripta. El transistor T_{14} está normalmente en estado de corte. A medida que se eleva la temperatura del "chip", la combinación del coeficiente positivo de temperatura del dio Zener $D.Z._1$ y el coeficiente térmico negativo de la V_{Beu15} hace que se eleve la diferencia de potencial en el emisor de T_{15} y también, por consecuencia se eleva la tensión de base de T_{14} que de esta forma pasa al estado de conducción desarrollando el mecanismo de protección antes descripto.

CAPITULO XII – Fuentes de Alimentación Reguladas (A.C.R.TULIC)

XII.1. - INTRODUCCIÓN:

Se estudiaron ya algunas fuentes de alimentación que resultan muy útiles cuando los requerimientos de la carga no son ciertamente severos, pudiéndose comprender su principio de funcionamiento, sus circuitos constitutivos típicos y los criterios para efectivizar su diseño. Pero ninguno de los circuitos estudiados emplea el principio de la realimentación negativa para lograr la reducción de las dispersiones en los valores de la tensión de salida sobre la carga.

Existen dispositivos electrónicos tales que para su correcto funcionamiento requieren ser alimentados con tensiones de alimentación esencialmente constantes con independencia de las variaciones de todo tipo que se registren en las condiciones bajo las cuales las mismas deben operar. Para estos casos resulta conveniente llevar a cabo un dispositivo autocontrolado en base a una muestra de la tensión de salida que suministra, dando lugar así a las llamadas fuentes de alimentación reguladas con realimentación.

Para expresar cuantitativamente lo precedentemente descripto consideremos cualquier fuente de alimentación no regulada como las que se estudiaron hasta aquí y estudiémosla desde su par de terminales de salida. De esta forma y de acuerdo al Teorema de Thevenin la misma, conjuntamente con su carga, puede ser representada por el esquema de la figura XII.1.

Allí, la corriente y la tensión sobre la carga puede expresarse por:

$$I_o = \frac{V_s}{R_s + R} \qquad \text{y} \qquad V_o = V_s - I_o \cdot R_s$$

con lo que puede comprobarse que si la carga R varía, variará la corriente I_o y por lo tanto también lo hará la tensión de salida de la fuente V_o . Resulta también que si la tensión de red se modifica ello implica la modificación en el valor de V_s arrojando como resultado un nuevo cambio en la tensión de salida de la fuente de alimentación. Asimismo, dado que en la fuente de alimentación operan componente semiconductores si se produce un cambio en el valor de la temperatura de trabajo de dichos componentes ello provoca un nuevo cambio en V_o .

Una manera de caracterizar matemáticamente este comportamiento de la fuente de alimentación no regulada consistente en admitir que debe haber alguna función a través de la cual V_o es dependiente de las condiciones de operación recientemente consideradas, es a través del diferencial total, que traducido al campo incremental permite describir que:

$$\Delta V_o = \frac{\delta V_o}{\delta I_o} \cdot \Delta I_o + \frac{\delta V_o}{\delta V_s} \cdot \Delta V_s + \frac{\delta V_o}{\delta T} \cdot \Delta T + \ldots\ldots\ldots\ldots$$

pudiéndose agregar tanto términos como factores variables en el comportamiento de la fuente se deseen considerar.

Así, si la función antes aludida es tan solo de primer orden, las derivadas parciales del segundo miembro pueden considerarse constantes y se las puede definir tal como sigue:

$$\frac{\delta V_o}{\delta I_o} = R_o$$: Resistencia de Salida de la Fuente de Alimentación;

$$\frac{\delta V_o}{\delta V_s} = S_v$$: Coeficiente de Estabillización de la Fuente de Alimentación;

$$\frac{\delta V_o}{\delta T} = S_T$$: Coeficiente Térmico de la Fuente de Alimentación;

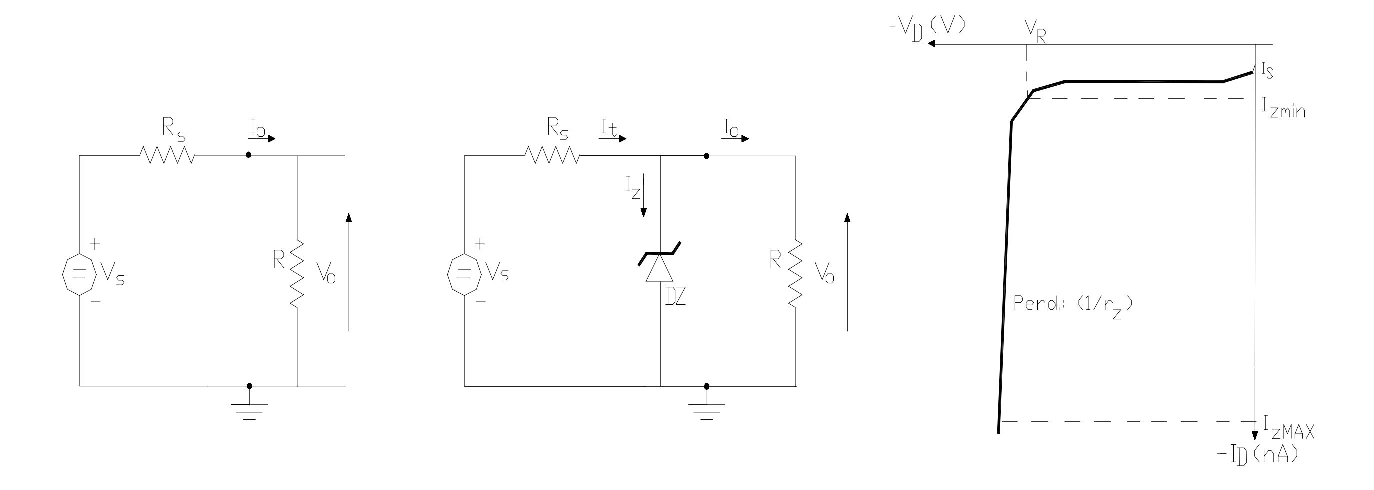


Figura XII.1. Figura XII.2.a) Figura XII.2.b)

con lo que dicha variación de la tensión de salida sobre la carga puede expresarse por:

$$\Delta V_o = R_o \,.\, \Delta I_o + S_v \,.\, \Delta V_s + S_T \,.\, \Delta T + \ldots\ldots\ldots\ldots$$

En el segundo término del segundo miembro como ΔV_s se pueden considerar variaciones lentas debido a las variaciones de la tensión de red o bien variaciones rápidas derivadas de un deficiente filtrado del "ripple".

Con el objeto de minimizar estas variaciones de la tensión de salida de la fuente de alimentación sobre la carga ΔV_o resulta imprescindible disminuir al mínimo posible a los coeficientes R_o , S_v y S_T .

XII.1.1.- Regulador con Diodo Zener:

La necesidad expuesta precedentemente justifica la utilización de los circuitos reguladores tal como el representado en la figura XII.2.a) que es la expresión más sencilla para este tipo de circuitos, consistente en la utilización del diodo zener DZ. Dicho componente que opera polarizado en forma inversa, posee una característica tensión corriente en dicha forma operativa, tal como la representada en la figura XII.2.b)

La tensión de referencia del diodo zener (V_R) debe ser igual al valor de la tensión de salida regulada V_o . En el circuito la corriente que circula por R_s es:

$I_t = I_Z + I_o$ y en consecuencia la tensión de salida regulada es: $V_o = V_s - R_s \,.\, I_t$ (XII.1.)

en consecuencia si en este circuito varia la carga R y por lo tanto varía I_o la corriente por el diodo zener I_Z se modifica en el sentido inverso a I_o, de modo que en la ecuación (XII.1.) la corriente I_t se mantiene constante y la tensión de salida regulada no varía.

También la ecuación (XII.1.) puede ser expresada como : $V_s - V_o = R_s \,.\, (I_Z + I_o)$ (XII.2.)

así si aparece una variación en la tensión de salida de la fuente sin regular ΔV_s (en esta parte del análisis I_o se considera constante), como $V_o = V_R$ debe producirse un incremento en la corriente a través del diodo zener (ΔI_Z) de modo que:

$$V_s + \Delta V_s - V_o = R_s \,.\, [(I_Z + \Delta I_Z) + I_o] \qquad \text{(XII.3.)}$$

y la variación ΔV_s considerada es absorbida como caída en R_s producida por la variación ΔI_Z .

Como la característica inversa del diodo zener posee cierta pendiente determinada por su resistencia dinámica r_Z y su región útil de operación esta comprendida entre un valor mínimo de corriente I_{Zmin} coincidente con la corriente en el codo y un valor máximo determinado por su capacidad de disipación ($Pd = V_R \cdot I_{ZMAX}$). En realidad existe un rango de variación de la tensión de salida regulada que se hallará comprendido entre:

$$V_{oMAX} = V_R + r_Z \cdot I_{ZMAX} \qquad \text{y} \qquad V_{omin} = V_R + r_Z \cdot I_{Zmin}$$

de acuerdo con la ecuación (XII.3.) en la que consideramos que $I_{omin} = 0$:

$$V_{sMAX} = R_s \cdot I_{ZMAX} + V_{oMAX} \qquad \text{y} \qquad V_{smin} = R_s \cdot (I_{Zmin} + I_{oMAX}) + V_{omin}$$

Para realizar estas evaluaciones consideremos un ejemplo numérico real. Para tal fin consideremos que en el circuito de la figura XII.2. el diodo zener tiene las siguientes características:

$V_R = 6{,}8$ V - $I_{ZCODO} = I_{zmin} = 5$ mA - $r_z = 3$ Ohm - $I_{ZMAX} = 54$ mA - $P_{ZMAX} =$ 400 mW

Además, en dicho circuito Rs = 50 Ohm y de acuerdo a la carga $I_{oMAX} = 30$ mA.

Se desea determinar el rango permisible de variación de la tensión V_s (V_{sMAX} y V_{smin}) así como el valor de V_s que proporciona una corriente media en la carga de 15 mA, debiéndose verificar la disipación del diodo zener y la variación de la tensión en la carga (V_{oMAX} y V_{omin}).

1) Suponiendo que se debe considerar como condición extrema la fuente sin carga, es decir a circuito abierto y por lo tanto una I_{omin} nula, bajo dicha condición, por el diodo zener circulará la mayor corriente, es decir I_{zMAX} y sobre la carga se producirá la mayor tensión V_{oMAX}, en donde:

$$V_{oMAX} = V_R + I_{ZMAX} \cdot r_z = 6{,}8 + 54 \cdot 10^{-3} \cdot 3 = 6{,}96 \text{ V}$$

Para tal condición se permitirá que la tensión de red o de entrada al regulador se incremente como máximo hasta un valor tal que:

$$V_{sMAX} = I_T \cdot Rs + V_R + I_{ZMAX} \cdot r_z \qquad \text{y como } I_{omin} = 0$$

$$V_{sMAX} = V_R + I_{ZMAX} \cdot (r_z + Rs) = 6{,}8 + 54 \cdot 10^{-3} \cdot (50 + 3) = 9{,}7 \text{ V}$$

2) En el otro extremo, cuando la carga toma el máximo de corriente especificado $I_{oMAX} = 30$ mA se tendrá:

$V_{omin} = V_R = 6{,}8$ V (ya que $r_Z \cdot I_{Zmin} = 15$ mV) e $I_{Zmin} = I_{ZCodo} = 5$ mA $\qquad V_{smin} = V_R + (I_{Zmin} + I_{oMAX}) \cdot Rs$

$$V_{smin} = 6{,}8 + (5 + 30) \cdot 10^{-3} \cdot 50 = 8{,}6 \text{ V}$$

3) Para un consumo medio, es decir $I_o = 15$ mA se tendrá sobre la carga una tensión V_{omed} y la corriente por el diodo zener resultará:

$$I_Z = I_{Zmin} + (I_{oMAX} - I_o) = 5 \text{ mA} + (30 - 15) \text{ mA} = 20 \text{ mA}$$

$$V_{omed} = V_R + I_Z \cdot r_z = 6{,}8 + 20 \cdot 10^{-3} \cdot 3 = 6{,}86 \text{ V}$$

$$V_{smed} = V_{omed} + (I_o + I_Z) \cdot Rs = 6{,}86 + (15 + 20) \cdot 10^{-3} \cdot 50 = 8.61 \text{ V}$$

4) La Potencia disipada máxima por el diodo zener resultará:

$$Pdis_{MAX} = V_{oMAX} \cdot I_{zMAX} = 6{,}96 \cdot 54 \cdot 10^{-3} = 376 \text{ mW}$$

que es perfectamente tolerada por el diodo si la T_{amb} no es superior a 25 ºC.

Si se desea cuantificar el rendimiento de la regulación o estabilización se puede calcular la potencia media de continua que se desarrolla en la carga y relacionarla con la que es preciso entregarle al circuito regulador, es decir:

$$\eta = \frac{V_o \;.\; I_o}{V_s \;.\; I_T} = \frac{V_o \;.\; I_o}{V \;.\; (I_z + I_o)}$$

Tal como se vió precedentemente mediante estos circuitos si bien no se logra mejorar el coeficiente térmico (que más bien se empeora), la regulación-estabilización se mejora (disminuyéndose R_o y S_V) y es tanto mas buena cuanto mayor sea V_s con respecto a V_o y cuanto menor sea I_o lo cual nos dice que los rendimientos que se conseguirán serán muy bajos por lo que por esta razón y debido además a que existe limitación para el caso de Disipación de Potencias muy elevadas, estos circuitos solo pueden ser utilizados para bajos consumo de potencias.

XII.1.2. - Regulador Serie (Tensión-Serie) :

Una forma de ampliar la capacidad de manejo de potencia del regulador analizado precedentemente se consigue incluyendo en el mismo un transistor amplificador de la corriente por la rama del diodo zener tal como se observa en el circuito regulador indicado en la figura XII.3. llamado Regulador Serie por cuanto el transistor regulador se encuentra conectado en serie con la carga.

R_D contribuye para que la corriente por el diodo zener sea lo suficiente como para superar la tensión de codo o de referencia de su característica inversa, suponiendo que la de base del transistor no sea suficiente. Admitiendo que dicho diodo presente una tensión constante, es decir V_R = Constante, el circuito puede interpretarse como un seguidor de emisor excitado por la base con dicha V_R, cargado por el emisor con la carga R y alimentado por la fuente de alimentación sin regular que es la encargada de suministrar la potencia por el circuito de colector.

Interpretado de ese modo el circuito puede redibujarse como se indica en la figura XII.4. Aquí si V_s tiende a incrementarse por alguna causa, como V_R es constante tenderá a disminuir la tensión V_{BE} y por lo tanto también lo hará la corriente $I_C = I_o$. Si ello ocurre entonces tiende a disminuir el producto I_o . R, es decir que tiende a bajar la tensión en la carga V_o . En otras palabras, como el circuito es un seguidor, V_o se ve obligada a seguir a V_R = Constante.

Desde otro punto de vista se puede pensar que estamos frente a un circuito realimentado con tensión serie, en donde la transferencia de la red de realimentación es unitaria. Con este tipo de realimentación se logra bajar la resistencia de salida desde el valor de la que presenta la fuente de alimentación sin regular (R_i) hasta un valor:

$$R_{of} = \frac{r_z + h_{ie}}{h_{fe}} \qquad \text{y como } r_z << h_{ie} \qquad R_{of} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{1}{gm} \qquad \text{(XII.4.)}$$

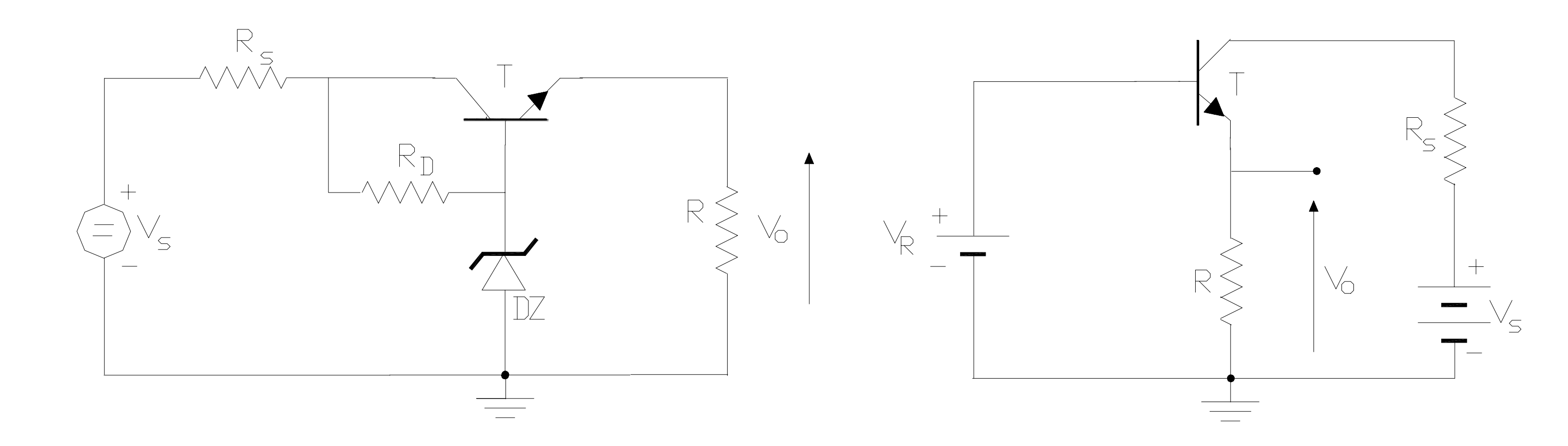


Figura XII.3.

Figura XII.4.

XII.2. FUENTE DE ALIMENTACION CON SALIDA REGULADA Y REGULABLE:

La necesidad de minimizar aún más la Resistencia de Salida e introducir paralelamente notables mejoras tanto en el Coeficiente de Estabilización como en el Coeficiente Térmico a la par de contar con algún elemento que permita el ajuste del valor de la tensión de salida ha promovido la utilización del circuito regulador que se indica en la figura XII.5.

En dicho circuito las corrientes I_2 , I_D e I_1 son muy pequeñas comparadas con la corriente en la carga I_o o bien la I_i que suministra la fuente no regulada, de manera que la inserción del circuito regulador no cargue o por lo menos no cargue excesivamente al sistema. Típicamente, por ejemplo I_2 suele ser del orden de un 5 % de I_i o menor aún. Asimismo, dado que se busca que la base de T_1 no cargue sobre el colector de T_2 la corriente de base del regulador serie (I_{in}) suele no ser superior a un 10 % de I_2 .

En este circuito, tal como ocurría en el regulador serie: $V_o = V_A - V_{BEu1}$, solo que mientras en el circuito de la figura XII.3. $V_A = V_R$ ahora se tiene que $V_A = V_R + V_{CE2}$ vale decir que en el circuito de la figura XII.5.:

$$V_o = V_R + V_{CE2} - V_{BEu1} \qquad \text{(XII.5.)}$$

la diferencia es entonces que ahora se hace depender a la tensión de salida V_o de la V_{CE2} que a su vez, y tal como veremos más abajo depende de V_o , configurando así el lazo de realimentación.

En dicho circuito en la base del transistor T_2 se tiene una muestra de la tensión de salida, dada por el divisor R_1 y R_2, es decir que:

$$V_2 = V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad \text{(XII.6.)}$$

por lo que si varía V_o también variará V_2 . Pero también, dado que $V_{BE2} = V_2 - V_R$ (XII.7.)

como V_R es fija, si varía V_2 variará V_{BE2} y por lo tanto la corriente I_{C2}, tal como se muestra en las figuras XII.6.a) y XII.6.b).

Por ejemplo si V_o crece, en una medida proporcional también lo hace V_2 y por lo tanto I_{C2} crece, ya que resulta prácticamente igual a I_2 (por criterio de diseño), pasándose a operar sobre la R.C.E. desde un punto Q a un punto Q' con la consecuente disminución de la tensión de reposo V_{CE2} y de acuerdo a la ecuación (XII.5.) una disminución también de V_o . Así, se parte de considerar un incremento de V_o y recorriendo el lazo se llega a la conclusión de que V_o debe disminuir, resultando ello un indicativo de que V_o debe permanecer constante.

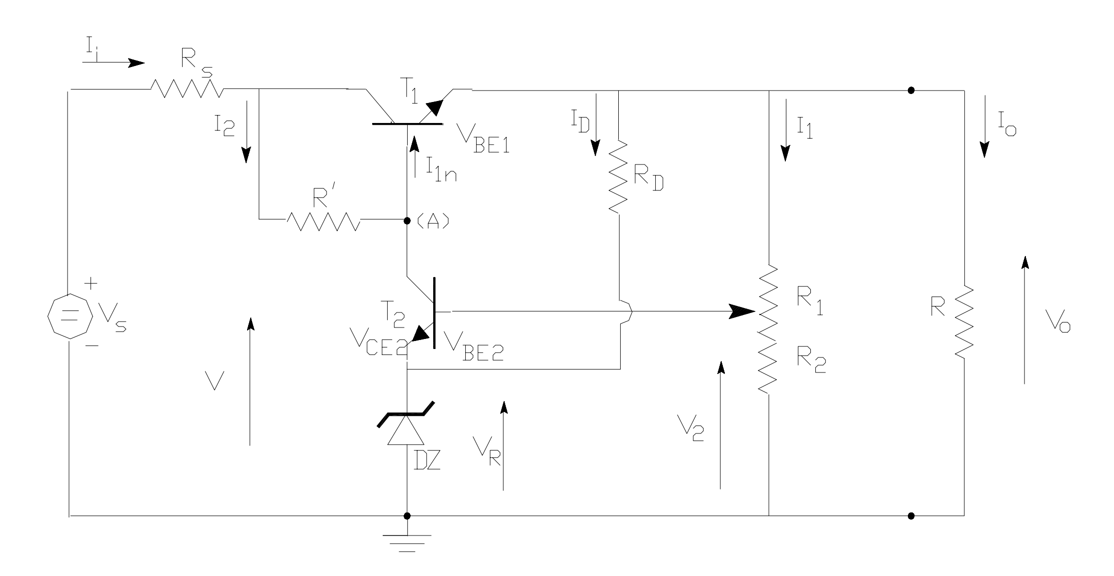


Figura XII.5.

También, si analizamos un aumento de la tensión de red y por lo tanto un incremento de la tensión de salida de la fuente no regulada (V_s) que trae aparejado un incremento de la tensión V señalizada en el circuito de la figura XII.5., sobre el gráfico de la figura XII.6.b) se pasará a trabajar con una recta de carga estática de igual pendiente a la anterior (y fijada por la resistencia R'), pero ahora con mayor ordenada al origen debido a dicho incremento en la tensión V.

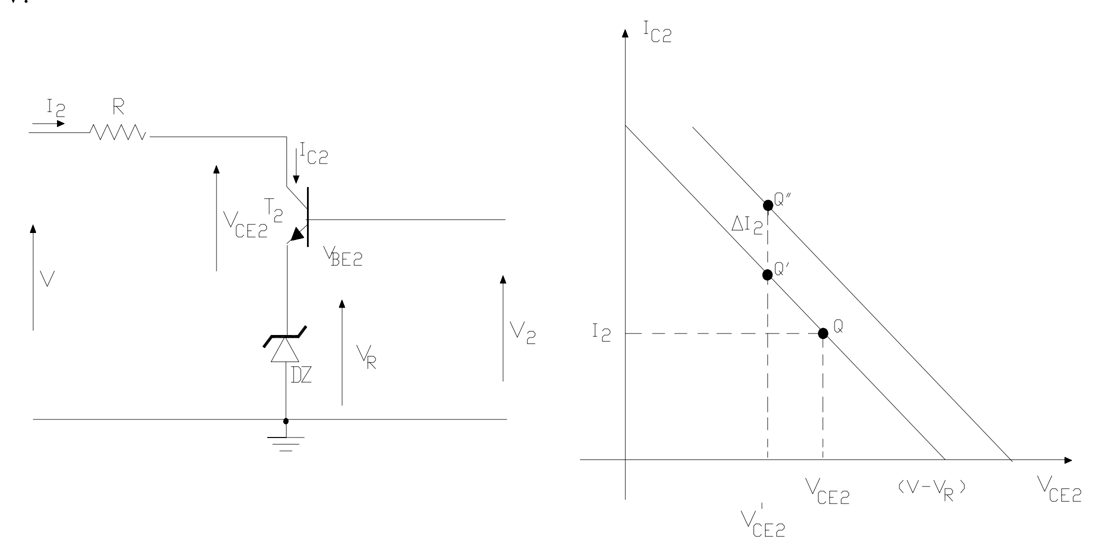


Figura VII.6.a) Figura XII.6.b)

En este caso V_o permanece constante ya que el aumento de I_2 y por lo tanto de I_{C2} produce un incremento en la diferencia de potencial o caída de tensión desarrollada en R' que absorbe así el incremento de V:

$$\Delta V = (I'_2 - I_2) \cdot R'$$

XII.2.1.- Estudio del Coeficiente Térmico S_T :

Se vio ya que para que las variaciones de la tensión sobre la carga se reduzcan lo máximo posible los circuitos reguladores debían contribuir con la disminución, entre otros, del Coeficiente Térmico S_T . Para analizar esta característica en el circuito regulador de la figura XII.5. consideramos que en el mismo y a partir de la ecuación (XII.6.):

$$V_o = V_2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad \text{(XII.6'.)}$$

asimismo, de la ecuación (XII.7.):

$$V_2 = V_{BE2} + V_R \quad \text{(XII.7'.)}$$

en consecuencia, reemplazando (XII.7'.) en (XII.6'.):

$$V_o = (V_{BE2} + V_R) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad \text{(XII.8.)}$$

por lo tanto derivando con respecto a la temperatura y pasando al campo incremental:

$$S_T = \frac{\Delta V_o}{\Delta T} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{\Delta V_{BE2}}{\Delta T} + \frac{\Delta V_R}{\Delta T}\right) \quad \text{(XII.9.)}$$

En esta última ecuación, mientras el coeficiente térmico de la tensión base-emisor de umbral varía, tal como ya se demostrara entre los valores extremos de –1,9 y –2,5 mV/ºC, para cumplir con el objetivo de disminuir tal

coeficiente térmico S_T debe conseguirse que el diodo zener contribuya con un coeficiente térmico de su tensión de referencia ($\Delta V_R/\Delta T$) positivo para compensar.

XII.2.2.- Estudio de la Resistencia de Salida R_o :

Para estudiar el comportamiento dinámico del circuito reemplazamos al diodo zener D.Z. por su resistencia dinámica que llamaremos "r_z" en tanto que consideraremos como señal de excitación al amplificador de error conformado por el transistor T_2 , a las variaciones de la tensión de salida, es decir ΔV_o que llamaremos V_t . Así, en el circuito de la figura XII.7. se ha tomado como fuente de excitación:

$$V_t = \Delta V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad y \qquad R_t = R_1 // R_2$$

Puede observarse de que se trata de un circuito realimentado tipo corriente – serie, en donde la señal de salida es ΔI_2 y la tensión realimentada V_f es la tensión sobre el diodo zener, o sea ($\Delta I_2 \cdot r_z$). En consecuencia la transferencia de la red de realimentación resulta ser:

$$\beta = \frac{V_f}{\Delta I_2} = \frac{-\Delta I_2 \cdot r_z}{\Delta I_2} = -r_z$$

y según los resultados ya obtenidos para este tipo de realimentación, la Transconductancia a lazo cerrado es:

$$G_{Mf} = \frac{\Delta I_2}{V_t} = \frac{-h_{fe2}}{R_t + h_{ie2} + (1 + h_{fe2}) \cdot r_z} \qquad \text{(XII.10.)}$$

pero esta Transconductancia del circuito realimentado puede ser interpretada también como:

$$G_{Mf} = \frac{\Delta I_2}{V_t} = \frac{\Delta I_2}{\Delta V_o \cdot \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}}$$

Entonces definiendo una nueva transconductancia del circuito realimentado como $G'_{Mf} = \dfrac{\Delta I_2}{\Delta V_o}$

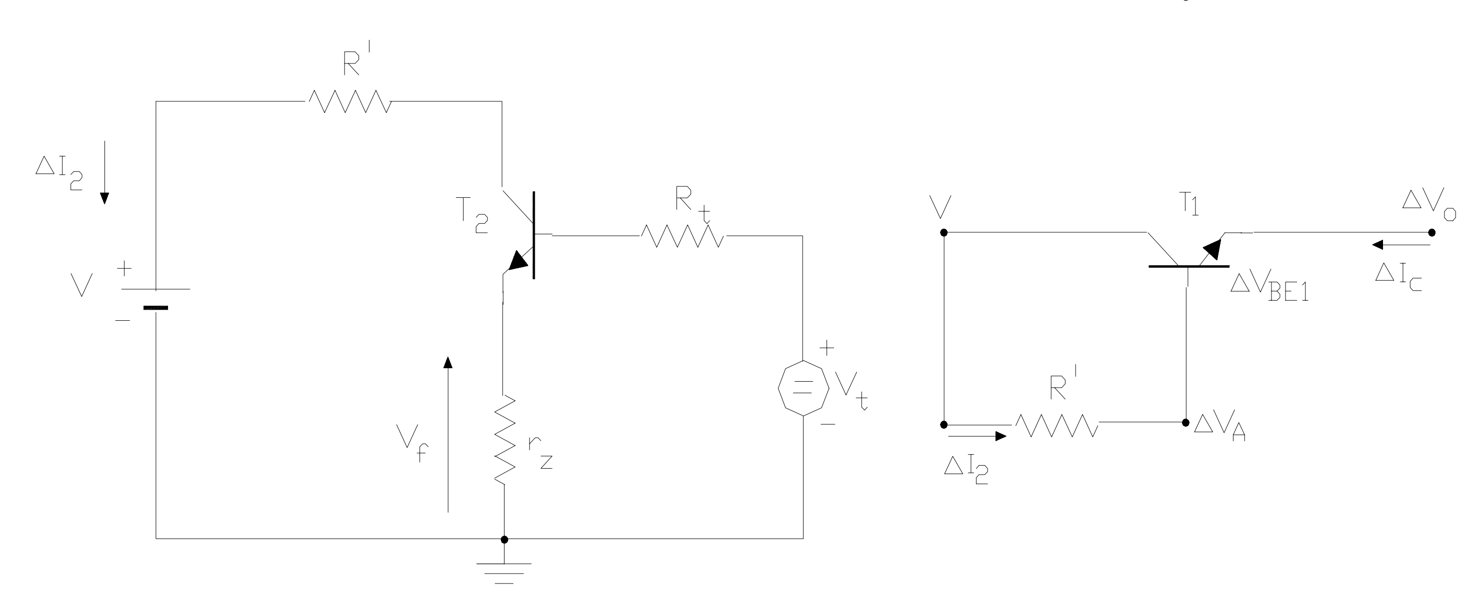


Figura XII.7.

Figura XII.8.

la misma resulta ser: $G'_{Mf} = G_{Mf} \cdot \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$ y reemplazando G_{Mf} por la ecuación (XI.10.)

$$G'_{Mf} = \frac{\Delta I_2}{\Delta V_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{-h_{fe2}}{R_s + h_{ie2} + (1 + h_{fe2}) \cdot r_z} \quad \text{(XII.11.)}$$

la Resistencia de Salida de esta fuente es la salida por emisor de T_1 es decir $h_{ib1} = \dfrac{1}{gm_1}$ pero ahora, al estar presente la etapa T_2 se debe analizar el circuito de la figura XII.8. En dicho circuito, si se produce una modificación en la tensión de salida, es decir un ΔV_o a consecuencia del mismo aparecerán un ΔV_{BE1} y un ΔV_A de modo que:

$\Delta V_{BE1} = \Delta V_A - \Delta V_o$ pero como $\Delta V_A = \Delta I_2 \cdot R'$ reemplazando $\Delta I_2 = G'_{Mf} \cdot \Delta V_o$

$$\Delta V_{oBE1} = G'_{Mf} \cdot R' \cdot \Delta V_o - \Delta V_o = (G'_{Mf} \cdot R' - 1) \cdot \Delta V_o$$

luego en el transistor T_1 $\Delta I_c = g_{m1} \cdot \Delta V_{BE1} = g_{m1} \cdot (G'_{Mf} \cdot R' - 1) \cdot \Delta V_o$

con lo que la Resistencia de salida resulta:

$$R_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_c} = \frac{1}{g_{m1} \cdot (G'_{Mf} \cdot R' - 1)} \quad \text{(XI.12.)}$$

en esta última expresión, $(1/g_{m1})$ era la resistencia de salida que se tenía en el regulador serie. Ahora con la presencia de T_2 en configuración corriente – serie tal resistencia de salida disminuye aproximadamente la cantidad $G'_{Mf} \cdot R'$. Asimismo cuanto mayor sea la relación $R_2 >> R_1$ (o sea aumentando V_2) y cuanto menos resistencia dinámica tenga el diodo zener (r_z) tanto menor será la Resistencia de salida de nuestro circuito regulador.

XII.2.3.- Análisis del Coeficiente de Estabilización:

Se definió a este coeficiente como:

$$S_v = \left.\frac{\Delta V_o}{\Delta V_s}\right|_{\substack{\Delta T = 0 \\ \Delta I_o = 0}}$$

de modo que para estudiarlo consideramos nuevamente el regulador serie constituido por el transistor T_1 , tal como indica en la figura XII.9. En dicha etapa frente a variaciones de la tensión de entrada al regulador (ΔV_s) aparecerán variaciones ΔV y ΔV_A y como dicha etapa conformada por T_1 es del tipo seguidora $\Delta V_A = \Delta V_o$. De esta forma las variaciones de corriente por R' son:

$$\Delta I_2 = \frac{\Delta V - \Delta V_A}{R'} = \frac{\Delta V - \Delta V_o}{R'}$$

y como lo que se busca en el regulador es que $\Delta V_o << \Delta V$ prácticamente dicha corriente es $\Delta I_2 = \dfrac{\Delta V}{R'}$

asimismo, como dicho Coeficiente se define sin variaciones de corriente en la carga ($\Delta I_o = 0$) y ello implica también que en el colector del transistor T_1 $\Delta I_c = 0$, al no registrarse diferencia de potencial en R_s se tiene que $\Delta V = \Delta V_s$ con lo que: $\Delta V_s = \Delta I_2 \cdot R'$

finalmente y teniendo en cuenta la definición de la transconductancia $G'_{Mf} = \dfrac{\Delta I_2}{\Delta V_o}$ reemplazando ΔI_2 :

$$\Delta V_s = G'_{Mf} \cdot R' \cdot \Delta V_o \quad \text{por lo que} \quad S_v = \frac{1}{G'_{Mf} \cdot R'} \quad \text{(XII.13.)}$$

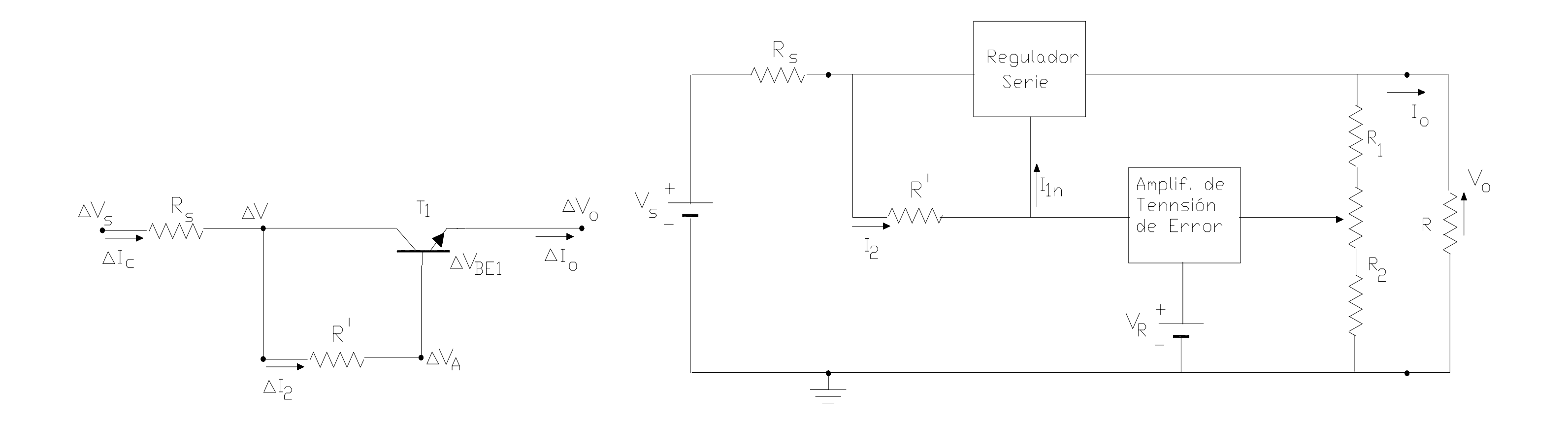


Figura XII.9. Figura XII.10

Se deduce entonces que las condiciones para conseguir un bajo Coeficiente de Estabilización son las mismas que aquellas necesarias para obtener baja resistencia de salida R_o . De igual forma ambas características de la fuente regulada pueden ser expresadas en función de la ganancia de la etapa conformada por el transistor T_2 . Con ese objeto consideramos:

$$A_{Vf2} = \frac{\Delta I_2 \;.\; R'}{V_t} = \frac{\Delta I_2 \;.\; R'}{\Delta V_o \;.\; \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{G'_{Mf} \;.\; R'}{\dfrac{R_2}{R_1 + R_2}} = G_{Mf} \;.\; R'$$

$$A_{Vf2} = \frac{- h_{fe2} \;.\; R'}{R_s + h_{ie2} + (1 + h_{fe2}) \;.\; r_z} \qquad \text{(XII.14.)}$$

Luego teniendo en cuenta que de acuerdo a lo precedente

$$G'_{Mf} \;.\; R' = A_{Vf2} \;.\; \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

la resistencia de salida y el coeficiente de estabilización que describen las ecuaciones (XII.12.) y (XII.13.) pueden ser expresadas en función de la ganancia de tensión A_{Vf2} dada por la ecuación (XII.14.), correspondiente a la etapa dispuesta para amplificar la tensión de error por medio del transistor T_2 :

$$R_o = \frac{(1/g_{m1})}{A_{Vf2} \;.\; \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}} \qquad \text{(XII.15.)} \qquad\qquad S_v = \frac{1}{A_{Vf2} \;.\; \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}} \qquad \text{(XII.16.)}$$

De acuerdo a lo precedente, el esquema genérico representativo del principio de funcionamiento del regulador analizado se representa en la figura XII.10. Allí, tal como ya anticipáramos debe cumplirse que:

$$I_2 \ll I_o \qquad \text{e} \qquad I_{1n} \ll I_2$$

vale decir que I_{in} es totalmente despreciable frente a I_o . Ahora bien, en el circuito de la figura XII.5. la relación entre I_o e I_{1n} es precisamente la ganancia estática de corriente del transistor T_1 de modo que a medida que la

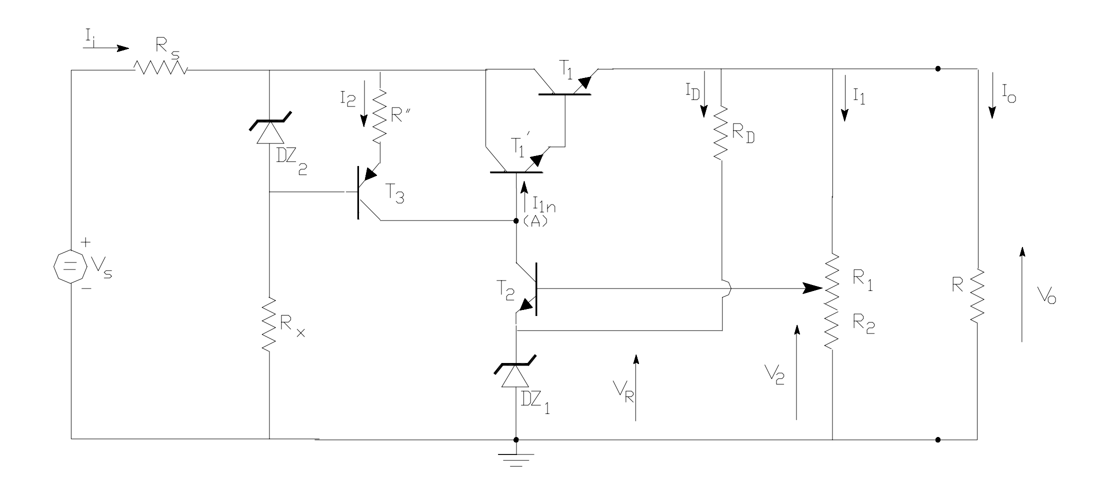


Figura XII.11.

potencia en la salida de la fuente regulada crece ello implica la necesidad de ganancias β superiores por lo que en lugar de un simple transistor regulador serie se pasan a utilizar dos o más transistores en configuración D'Arlington.

XII.2.4. Utilización de una Fuente de Corriente:

Por otra parte como para que la resistencia de salida y el coeficiente de estabilización sean pequeños una de las condiciones es lograr que R' sea grande y dado que su presencia en el circuito obedece a la necesidad de imponer dicha corriente I_2 su función puede ser reemplazada por medio de una fuente de corriente en base a alguna de las configuraciones de fuentes de corriente activas estudiadas o bien, tal como se observa en el circuito de la figura XII.11 con el agregado, al circuito regulador ya estudiado, de un nuevo transistor (T_3). En este nuevo circuito se aprecia también que el regulador serie se encuentra resuelto mediante el par D'Arlington T_1 / T'_1 .

En este caso la elección del transistor D'Arlington se lleva a cabo en consideración a que en condiciones límite de funcionamiento, el mismo debe hallarse capacitado para soportar:

$$I_{CMAX} > I_o \quad ; \quad V_{CEoMAX} > V_s \quad ; \quad P_{DMAX} > (V_o \cdot I_o)$$

Luego de seleccionado el regulador serie que entonces puede ser un transistor convencional o un arreglo D'Arlington, a partir del dato suministrado por su fabricante en cuanto a la ganancia estática de corriente, se debe determinar:

$$I_{1n} = \frac{I_o}{h_{FE}}$$

y de acuerdo con ello adoptar $I_{CQ3} = I_{CQ2} > 10 \cdot I_{1n}$

$V_{CEQ3} > V_{CE(sat)}$ para que la resistencia de salida de esta fuente sea elevada.

Adoptado con esos criterios el punto de trabajo de T_3 , luego:

$$V_A = V_o - 2 \cdot V_{BEu} \quad \text{y} \quad V_{ET3} = V_{CEQ3} + V_A$$

y en consecuencia:

$$R'' = \frac{V_s - V_{ET3}}{I_{CQ2}} \quad \text{(XII.17.)} \quad \text{y} \quad V''_R = V_{BEu3} + I_{CQ2} \cdot R''$$

Veamos un ejemplo numérico, supongamos que se dispone de una fuente no regulada de $V_s = 28$ V y una resistencia interna de $R_s = 3$ Ohm, deseándose obtener una tensión regulada de $V_o = 24$ V a un régimen de corriente en la carga de $I_o = 5$ Amp. En este caso regulando con un par D'Arlington se podrían conseguir ganancias estáticas de corriente del orden de mil veces por lo que suponiendo:

$$h_{feD} = 1000 \qquad I_{1n} = I_{BD} = \frac{5\ A}{1000} = 5\ mA \quad \text{por lo que} \quad I_{CQ2} = I_{CQ3} = 50\ mA$$

Ahora por tratarse por un regulador serie realizado por un par D'Arlington:

$$V_A = V_o - 2 \cdot V_{BEu1-1'} = 24 - 1,4 = 22,6\ V$$

de modo que si adoptamos una $V_{CEQ3} = 3\ V$ resultará $V_{ET3} = 19,6\ V$ y en consecuencia la resistencia de su circuito de emisor:

$$R'' = \frac{V_s - V_{ET3}}{I_{CQ2}} = \frac{28 - 19,6}{50 \cdot 10^{-3}} = 168\ Ohm \quad \text{adoptando } R'' = 180\ Ohm$$

Así la tensión de referencia del diodo Zener DZ_2 debe ser: $V''_R = 0,7\ V + 50 \cdot 10^{-3} \cdot 0,18 \cdot 10^{3} = 9,7\ V$

En cuanto a la ecuación (XII.17), la misma también puede expresarse como

$$I_{CQ2} = \frac{V''_R - V_{Beu3}}{R''}$$

con lo que el coeficiente térmico de dicha corriente resulta:

$$\frac{\Delta I_{CQ2}}{\Delta T} = \frac{1}{R''} \cdot \left(\frac{\Delta V''_R}{\Delta T} - \frac{\Delta V_{BEu}}{\Delta T} \right) \qquad \text{(XII.18.)}$$

Se desprende de estas dos últimas ecuaciones que la corriente I_{CQ2} es una corriente constante que no depende de V_s y si los coeficientes térmicos de la tensión de referencia del diodo zener es igual al coeficiente térmico de la tensión de umbral del diodo base emisor del transistor T_3 tampoco dependerá de la temperatura. Para pequeños corrientes I_o de carga I'_{B1} se hace del mismo orden de $(1 + h'_{FE1})\ I'_{CBo1}$ y no se puede controlar nada con T_1. Se puede agregar una R'_X en la base de T_3 .

XII.2.5.- Circuito de Protección con sensado local:

Es posible adicionarle la regulador recién visto un circuito de protección electrónica en este caso mediante el conjunto de transistor T_4 , tal como se puede observar en el circuito representado en la figura XII.12.

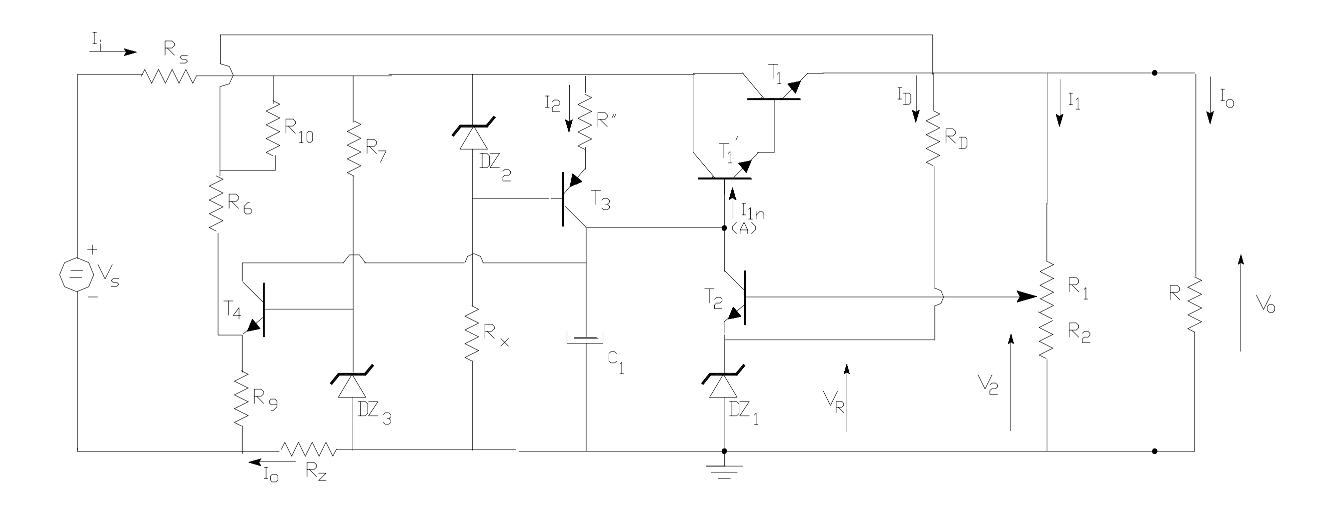


Figura XII.12.

El diodo zener DZ_3 debe seleccionarse de modo que su tensión de referencia V_{R3} se ubique entre un valor de 1,5 y 2,7 Volt y con un coeficiente térmico idéntico al de la tensión de umbral base – emisor del transistor T_4 . La resistencia del resistor R_7 determina la corriente a través de dicho diodo zener de modo que el mismo opere en

la región de codo de su característica inversa. Por ejemplo si se elige una $R_7 = 18$ KOhm resulta una corriente por el diodo de:

$$I_{z3} = \frac{V_o - V_{R3}}{R_7} = \frac{24 - V_{R3}}{18 \cdot 10^3} = 1{,}3 \text{ mA} - \frac{V_{R3}}{18 \cdot 10^3}$$

Por debajo de una corriente $I_{z3} = 1{,}3$ mA el diodo zener DZ_3 no alcanzará su tensión de codo o de referencia de $V_{R3} = 2{,}7$ Volt por ejemplo, o sea que dicha tensión se ubicará solamente en alrededor de 2,3 o 2,4 Volt.

Simultáneamente por la rama integrada por los resistores R_6 y R_9 se hace circular una corriente cercana a unos 10 mA por ejemplo, así si $R_8 = 2{,}2$ KOhm y $R_9 = 220$ Ohm, dicha corriente resulta:

$$I_{8\text{-}9} = \frac{V_o}{R_6 + R_9} = \frac{24}{(2{,}2 + 0{,}22) \cdot 10^3} = 10 \text{ mA aproximadamente}$$

y en consecuencia la diferencia de potencial en R_9 es:

$$V_{R9} = I_{R9} \cdot R_9 = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}22 \cdot 10^3 = 2{,}2 \text{ Volt}$$

Quiere decir que sobre el resistor R_9 se tiene una diferencia de potencial muy cercana a la tensión de referencia del tercer diodo zener incorporado al circuito. Así, en la malla de entrada del transistor T_4 se plantea la siguiente ecuación de malla:

$$V_{R9} + V_{BEu4} - V_{R3} - I_o \cdot R_z = 0 \qquad \text{y como} \qquad V_{R9} = V_{R3} \qquad \text{resulta} \qquad V_{BEu4} = I_0 \cdot R_z$$

para una corriente de carga máxima de 5 Amp. por ejemplo, $I_{oMAX} = 5$ Amp. debemos hacer

$$R_z = \frac{0{,}6 \text{ Volt}}{I_{oMAX}} = \frac{0{,}6 \text{ Volt}}{5 \text{ Amp.}} = 0{,}1 \text{ Ohm}$$

con lo que si I_o supera dicho valor máximo, T_4 pasa a la conducción y se eleva su corriente de colector I_{C4}. Como:

$$I_2 = I_{C2} + I_{C4} + I_{1n}$$

crece la corriente I_2 y por lo tanto la cída en R' haciendo bajar la tensión del nodo A (V_A) bloqueando el regulador serie y bajando la tensión de salida V_o. Así, al bajar V_o baja la corriente por R_9 y la diferencia de potencial en este resistor con lo que T_4 pasa a saturación, incrementándose I_{C4} y llegando a cortar el par D'Arlington con lo que $V_o = 0$ e $I_o = 0$.

A las condiciones normales se retorna con la regularización de la carga, quitando el cortocircuito o retirando la misma . Como consecuencia V_s y R_{10} regularizan la diferencia de potencial en R_9, que es la responsable de controlar ya sea el corte o la saturación de T_4 y se normaliza el suministro de la tensión en la carga. El condensador C_1 agregado al circuito es un capacitor de compensación que evita las oscilaciones de T_2 y/o de T_1 .

XII.3.- PROYECTO DE UNA FUENTE REGULADA Y REGULABLE:

Supongamos desear proyectar una fuente regulada y regulable cuyas características operativas contemplen los siguientes datos:

$V_s = 45$ V ; $R_s = 8$ Ohm ; $(\Delta V_s/V_s) = +/-10$ % ; $T_{amb} = 40$ ºC

$V_o = 28$ V ; $I_o = 670$ mA ; $\Delta V_o = +/- 0{,}1$ V ; $I_{oMAX} = 1$ Amp. ; $I_{omin} = 0{,}5$ Amp.

y se ajuste al siguiente esquema de circuito:

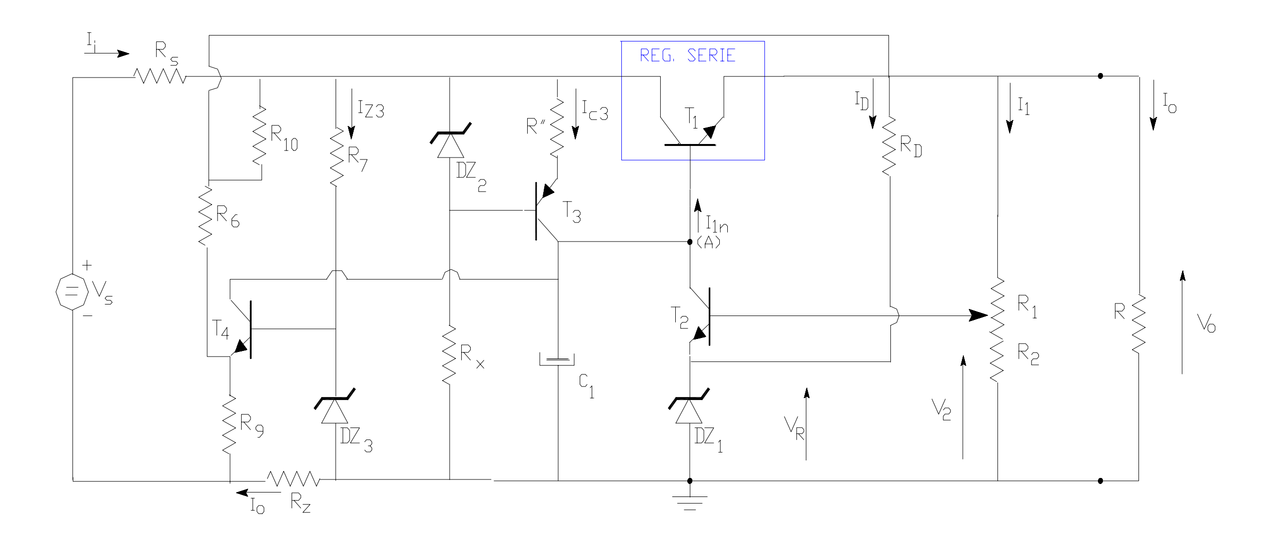


Figura XII.13.

XII.3.1.- Selección del diodo zener DZ_1 :

$$0,2 \ . \ V_o < V_{R1} < 0,9 \ . \ V_o$$

La adopción de un alto valor para la tensión de referencia del DZ_1 implica operar con un elevado valor de la muestra de la tensión de salida, es decir alto V_2 y ello significa también una baja relación de división que acarrea un alto valor de $[R_2 \ / (R_1 + R_2)]$ con la consiguiente mejora tanto en la resistencia de salida R_o como en el factor de estabilización S_V tal como lo establecen las ecuaciones XII.15. y XII.16. Suele tomarse:

$$V_{R1} = 0,5 \ . \ V_o = 0,5 \ . \ 28 \ V = 14 \ V$$

adaptándose luego a un valor conveniente, por ejemplo V_{R1} = 12 Volt.

En cuanto a la corriente por este diodo debe considerarse que $I_{z1} = I_{C2} + I_D$ con $I_{C2} = I_{C3} - I_{1n}$

debiendo cumplirse para un buen rendimiento del regulador que: $(I_1 + I_D + I_{C3} + I_{z3}) \ll I_{omin}$ por ello adoptaremos:

$$I_{C3} < \frac{I_{omin}}{20} = \frac{500 \text{ mA}}{20} = 25 \text{ mA} \qquad \text{por ejemplo} \qquad I_{C3} = 10 \text{ mA}$$

$I_{1n} \ll I_{C3}$ pudiendo adoptarse $I_{1n} = 0,1 \ . \ I_{C3} = 0,1 \ . \ 10$ mA $= 1$ mA con lo que $I_{C2} = 9$ mA

Luego si $I_D = I_{C2}$ entonces $I_{z1} = 2 \ . \ I_{C2} = 18$ mA para ello debe hacerse:

$$R_D = \frac{V_o - V_{R1}}{I_D} = \frac{28 - 12}{9 \ . \ 10^{-3}} = 1,8 \text{ KOhm} \qquad \text{entonces} \qquad \mathbf{R_D = 1,8 \ KOhm}$$

Entonces, la potencia disipada en el diodo zener DZ_1 será:

$P_{DDZ1} = I_{z1} \ . \ V_{R1} = 12 \ . \ 18 \ . \ 10^{-3} = 216$ mWatt. debiendo seleccionarse aquellos que cumplan:

$P_{DDZ1MAX} > 2 \ . \ P_{DDZ1} = 2 \ . \ 216 \ . \ 10 = 500$ mWatt aproximadamente y entonces suponiendo un:

$T_{jMAX} = 150$ ºC su resistencia térmica deberá ser:

$$Rth_{ja} = \frac{T_{jMAX} - T_{amb}}{P_{DDZ1MAX}} = \frac{150 - 40}{0,5} = 220\ ºC/W$$

Así el **Diodo zener DZ_1** a seleccionar deberá cumplir que:

$V_{R1} = 12$ Volt.

$I_{zK} < I_{z1} = 18$ mA

$P_{DDZ1MAX} > 0,5$ Watt a $T_{amb} = 40$ ºC o bien $Rth_{\varphi\alpha} < 220$ ºC/W

XII.3.2.- Selección del Regulador Serie:

En la malla exterior del circuito de la figura XII.13. $V_s = I_s . R_s + V_{CE1} + V_O$ por ello la caída de tensión en el regulador serie es:

$$V_{CE1} = V_s - I_s . R_s - V_O$$

entonces el valor máximo de dicha tensión se produce cuando simultáneamente V_s se hace máxima e I_o y V_o se hacen mínimas, así en dichas peores condiciones, en que:

$$V_{sMAX} = V_s + \Delta V_s = 45 + 4,5 = 49,5\ V \ ; \quad I_{omin} = 0,5\ A \quad y \quad V_{omin} = V_o - \Delta V_o = 28 - 0,1 = 27,9\ V$$

con lo que: $V_{CE1MAX} = V_{sMAX} - I_{smin} . R_s - V_{Omin} = 49,5 - 27,9 - 0,5\ 8 = 16\ V$

en consecuencia el transistor a seleccionar debe cumplir con $BV_{CEo} > 1,4 . V_{CE1MAX} = 1,4 . 16 = 22,4\ V$

Por otra parte, el menor valor de V_{CE1} se produce bajo la condición en que:

$$V_{smin} = V_s - \Delta V_s = 45 - 4,5 = 40,5\ V \ ; \quad I_{oMAX} = 1\ A \quad y \quad V_{oMAX} = V_o + \Delta V_o = 28 + 0,1 = 28,1\ V$$

con lo que: $V_{CE1min} = V_{smin} - I_{sMAX} . R_s - V_{OMAX} = 40,5 - 28,1 - 1 . 8 = 4,4\ V$

en consecuencia el transistor a seleccionar debe cumplir con $V_{CE(SAT)} < V_{CE1min} = 4,4V$ cuando $I_{C1} = I_{oMAX} = 1\ A$

En cuanto a la disipación de potencia en este transistor, la misma resulta ser:

$P_{DT1} = I_o . V_{CE1} = I_o . (V_s - V_O - I_o . R_s)$ y si se produce el $V_{sMAX} = V_s + \Delta V_s$

$$P_{DT1} = I_o . (V_s + \Delta V_s - V_O - I_o . R_s) = I_o . (V_s + \Delta V_s - V_O) - I_o^2 . R_s$$

por cuanto es interesante conocer el valor máximo en que se produce dicha potencia derivamos una y otra vez determinando:

$$\frac{\delta P_{DT1}}{\delta I_o} = V_s + \Delta V_s - V_O - 2 . I_o . R_s \quad ; \quad \frac{\delta 2 P_{DT1}}{\delta I_o 2} = -2 . R_s$$

ello nos dice que la función posee un máximo, por lo que igualando a cero la primer derivada y despejando:

$$V_s + \Delta V_s - V_O - 2 . I'_{oMAX} . R_s = 0 \quad e \quad I'_{oMAX} = \frac{V_s + \Delta V_s - V_O}{2 . R_s} = \frac{49,5 - 28}{16} = 1,4\ A$$

si el resultado que se obtiene por este análisis arroja un valor numérico inferior al dato de I_{oMAX} se toma dicho valor de I'_{oMAX} . En cambio si como en nuestro caso se obtiene un valor numérico superior debemos tomar el dato suministrado $I_{oMAX} = 1$ A. En consecuencia:

$P_{DT1MAX} = I_{oMAX} \cdot V_{CE1} = I_{oMAX} \cdot (V_s + \Delta V_s - V_O) - I_{oMAX}^2 \cdot R_s = 1 \cdot (49{,}5 - 28) - 1^2 \cdot 8 = 13{,}5 \text{ W}$

y para la temperatura ambiente dada como dato:

$$Rth_{ja} = \frac{T_{jMAX} - T_{amb}}{P_{DT1MAX}} = \frac{150 - 40}{13{,}5} = 8{,}2 \text{ ºC/W}$$

En resumen, el transistor que debe seleccionarse como regulador serie debe responder a las siguientes características:

$BV_{CEo} = V_{CEoMAX} > 22{,}4$ V ; $V_{CE(SAT)} < 4{,}4$V ; $I_{CMAX} > 1$ A

$P_{DT1MAX} > 13{,}5$ W ; $Rth_{ja} < 8{,}2$ ºC/W

Dado que el transistor **BD466** satisface estos requerimientos a fin de continuar con el detalle de los criterios de proyecto seleccionaremos a este transistor a título de ejemplo. Para el BD466 se observa además que:

$$h_{FEmin \text{ a } 1 \text{ A}} = 70 \text{ aproximadamente}$$

de modo que si el regulador serie se compone de un único transistor, entonces

$$I_{1n} = I_{11} = I_{B1} = \frac{I_{C1}}{h_{FEmin}} = \frac{I_{oNominal}}{h_{FEmin}} = \frac{670 \text{ mA}}{70} = 10 \text{ mA.}$$

Dado que hemos tomado un $I_{C3} = 10$ mA y tal como ya se dijo $I_{1n} = (I_{C3}/10) = 1$ mA se deduce que este transistor que realice las funciones de regulador serie debe disponer de una ganancia diez veces más elevada cuando su corriente de colector sea del orden de $I_{oMAX} = 1$ A y ello puede lograrse con un par D'Arlington a base de este mismo transistor, es decir con n = 2, de modo que $h_{FED'Arl} = h_{FE11} \cdot h_{FE12}$, siempre que el mínimo valor de h_{FE12} para una corriente de 10 mA no sea inferior a 10 cosa que corroboramos en la hoja de datos del fabricante. En consecuencia:

$$I_{1n} = \frac{I_o}{h_{FE11} \cdot h_{FE12}} = \frac{670 \text{ mA}}{70 \cdot 40} = 0{,}24 \text{ mA} = I_{12}$$

$$V_{BEuD'Arl} = 2 \cdot V_{BEu} = V_{BEu11} + V_{BEu12} = 0{,}8 + 0{,}6 = 1{,}4 \text{ V}$$

Promediando el valor máximo y el valor mínimo, ambos ya calculados, la tensión de reposo nominal del transistor T_{11} puede estimarse en:

$$V_{CE11} = \frac{V_{CE1MAX} + V_{CE1min}}{2} = \frac{16 + 4{,}4}{2} = 10 \text{ V}$$

en tanto que para el transistor T_{12}:

$$V_{CE12} = V_{CE11} - V_{BEu11} = 10 - 0{,}8 = 9{,}2 \text{ V}$$

XII.3.3.- Selección del Transistor Amplificador T_2 :

Por una parte, el divisor de tensión que permite lograr el ajuste de la tensión de salida se puede determinar sabiendo que:

$$V_2 = V_{R1} + V_{BEu2} = 12 + 0{,}7 = 12{,}7 \text{ V}$$

y habiendo seleccionado ya:

$$I_1 = \frac{I_o}{20} , \quad R_1 + R_2 = \frac{V_o}{I_1} = \frac{(20 \cdot 28) \text{ V}}{0{,}67 \text{ A}} = 836 \text{ Ohm}$$ por lo que elegimos un

un potenciómetro de 1,5 KOhm con el cual el ajuste de la tensión de salida requerida se logrará cuando:

$$\mathbf{R_2} = (R_1 + R_2) \cdot \frac{V_2}{V_o} = 1500 \cdot \frac{12,7}{28} = \mathbf{680\ Ohm} \quad \text{y} \quad \text{por lo tanto } \mathbf{R_1 = 820\ Ohm}$$

pudiéndose reemplazar dicho potenciómetro por el par de resistores (R_1 + R_2) fijos con los valores precedentemente calculados si no se deseara una tensión de salida ajustable.

En segundo lugar:

$$V_{AT} = V_o - V_{BEuD'Arl} = 28 - 1,4 = 26,6\ V$$

$$V_{CE2} = V_{AT} - V_{R1} = 26,6 - 12 = 14,6\ V$$

y ahora que ya contamos con el regulador serie y conocemos su ganancia procedemos a reajustar la corriente:

$$(I_{C2} = I_{C3}) > 10 \cdot I_{12} = 10\ \ 0,24\ mA = 2,4\ mA$$

con lo que por tratarse de un clase A la disipación máxima en T_2 será:

$$P_{DT2MAX} = I_{C2} \cdot V_{CE2} = 14,6 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3} = 40\ mW \text{ aproximadamente}$$

Como conclusión para llevar a cabo la función de amplificador de la señal error T_2 puede ser cualquier transistor de bajo nivel que permita operar con:

$\mathbf{I_{CQ2} = 2,4\ mA}$ y por lo tanto $\mathbf{I_{C2MAX} = 2 \cdot I_{CQ2} = 4,8\ mA}$; $\mathbf{V_{CEQ2} = 14,6\ V}$ y $\mathbf{P_{DT2MAX} = 40\ mW}$

tal como el **BC547** por ejemplo.

XII.3.4.-Cálculo de la Fuente de Corriente; T_3 y DZ_2 :

Dado que la corriente por T_3 es la misma que por T_2 ($I_{12} << I_{C2}$) es decir $|I_{CQ3}| = I_{CQ2} = 2,4$ mA y se requiere que el mismo trabaje fuera de saturación para que su resistencia de salida sea alta, o sea $V_{CEQ3} > V_{CE(sat)3}$ por lo tanto $|V_{CEQ3}| = 3$ V por ejemplo, este transistor puede ser un transistor complementario de T_2 o sea el **BC557**.

Como consecuencia la tensión entre emisor y tierra de este transistor será: $V_{ET3} = V_{AT} - V_{CEQ3}$

$$V_{ET3} = 26,6 - (-3) = 29,6\ V \quad \text{por lo tanto:}$$

$$R'' = \frac{V_s - I_o \cdot R_s - V_{ET3}}{-I_{CQ3}} = \frac{45 - 0,67 \cdot 8 - 30}{2,4 \cdot 10^{-3}} = 4,02\ KOhm \ , \quad \mathbf{R'' = 3,9\ KOhm}$$

con lo que el diodo zener de la fuente de corriente debe tener una tensión de referencia de:

$$V_{R2} = V_{EBu3} - I_{CQ3} \cdot R'' = 0,7\ V + 2,4 \cdot 10^{-3} \cdot 3,9 \cdot 10^{3} = 10,06\ V \quad \text{adoptando } V_{R2} = 10 \text{ Volt}$$

de modo tal que, de acuerdo a la ecuación (XII.18.) si seleccionamos un diodo zener con dicha tensión de referencia y que además tenga un coeficiente térmico en su tensión de referencia que sea idéntico al coeficiente térmico de la tensión de umbral base-emisor del transistor T_3 se conseguirá una corriente I_{CQ3} que no dependerá ni de V_s ni de ΔT.

Como la corriente en la base del transistor T_3 es despreciable la corriente en el DZ_2 , que como mínimo debe ser la corriente en el codo (I_{zk2}), debe ser asegurada por el valor de R_x . Así adoptando para esta última el mismo valor I_D que se tomara para el DZ_1 , es decir $I_{Rx} = I_D = 9$ mA deberá hacerse:

$$R_x = \frac{(V_s - I_o \cdot R_s) - V_{R2}}{I_{R9}} = \frac{40 - 10}{9 \cdot 10^{-3}} = 3,33\ KOhm \quad , \quad \mathbf{R_x = 3,3\ KOhm}$$

La disipación de potencia en el DZ_2 resultará:

$$P_{DDZ2MAX} = I_{R9} \; . \; V_{R2} = 9 \,.\, 10 \;.\; 10 = 100 \text{ m W}$$

por lo que para la temperatura ambiente dada como dato:

$$Rth_{ja} = \frac{T_{jMAX} - T_{amb}}{P_{DDZ2MAX}} = \frac{150 - 40}{100} = 1{,}1 \text{ ºC/mW}$$

En resumen, el diodo zener que debe seleccionarse para integrar la fuente de corriente debe responder a las siguientes características:

V_{R2} = 10 V ; I_{zk} < 10 mA $P_{DDZ2MAX}$ > 100 mW ; Rth_{ja} < 1,1 ºC/mW

XII.3.5.- Determinación del circuito de protección

El diodo zener DZ_3 debe seleccionarse de modo que su tensión de referencia V_{R3} se ubique entre un valor de 1,5 y 2,7 Volt y con un coeficiente térmico idéntico al de la tensión de umbral base – emisor del transistor T_4 . La resistencia del resistor R_7 determina la corriente a través de dicho diodo zener de modo que el mismo opere en la región de codo de su característica inversa. Por ejemplo si se elige una R_7 = 18 KOhm resulta una corriente por el diodo de:

$$I_{z3} = \frac{(V_s - I_o \,.\, R_s) - V_{R3}}{R_7} = \frac{40 - V_{R3}}{18 \,.\, 10^3} = 2{,}2 \text{ mA} - \frac{V_{R3}}{18 \,.\, 10^3}$$

Por debajo de una corriente I_{z3} = 2,2 mA el diodo zener DZ_3 no alcanzará su tensión de codo o de referencia de V_{R3} = 2,7 Volt por ejemplo, o sea que dicha tensión se ubicará solamente en alrededor de 2,3 o 2,4 Volt.

Entonces el diodo zener que debe seleccionarse para integrar el circuito de protección debe responder a las siguientes características:

V_{R2} = 2,5 V ; I_{zk} < 2 mA

Simultáneamente por la rama integrada por los resistores R_6 y R_9 se hace circular una corriente cercana a unos 10 mA por ejemplo, así :

$R_6 + R_9 = \dfrac{V_o}{I_{R9}} = 2{,}8$ KOhm por lo que **$R_9 = \dfrac{V_{R3}}{I_{R9}}$ = 270 Ohm y R_6 = 2,7 KOhm,** de modo que dicha corriente resulta:

$$I_{R9} = \frac{V_o}{R_6 + R_9} = \frac{28}{(2{,}7 + 0{,}27) \,.\, 10^3} = 9{,}5 \text{ mA} \quad \text{aproximadamente}$$

y en consecuencia la diferencia de potencial en R_9 es:

$$V_{R9} = I_{R9} \;.\; R_9 = 9{,}5 \;.\; 10^{-3} \;.\; 0{,}27 \;.\; 10^3 = 2{,}54 \text{ Volt}$$

Así, en la malla de entrada del transistor T_4 se plantea la siguiente ecuación de malla:

$V_{R9} + V_{BEu4} - V_{R3} - I_o \,.\, R_z = 0$ y como $V_{R9} = V_{R3}$ resulta $V_{BEu4} = I_0 \,.\, R_z$

T_4 debe permanecer cortado mientras la corriente por la carga no supera el valor I_{oMAX} = 1 Amp. Para dicha corriente de carga máxima debemos hacer

$$R_z = \frac{0{,}6 \text{ Volt}}{I_{oMAX}} = \frac{0{,}6 \text{ Volt}}{1 \text{ Amp.}} = 0{,}56 \text{ Ohm}$$

con lo que si I_o supera dicho valor máximo, T_4 pasa a la conducción y se eleva su corriente de colector I_{C4} y como:

$$I_{12} = I_{C3} - I_{C2} - I_{C4}$$

I_{12} baja y por lo tanto comienza a limitarse la corriente por la carga.

XII.4.- CIRCUITOS REGULADORES DE TENSION CON CIRCUITOS INTEGRADOS:

Estos circuitos y sus fundamentos se basan en el principio de funcionamiento de los reguladores de lazo cerrado que se describieran precedentemente en este Capítulo, es decir que en una representación a base de bloques circuitales estos circuitos reguladores se ajustan al esquema indicado en la figura XII.14. En dicha figura, mediante el sistema potenciométrico:

$$V_f = V_o \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad \text{en tanto que en el Op.Amp.} \quad V_i = V_R - V_f = \frac{V_o}{A}$$

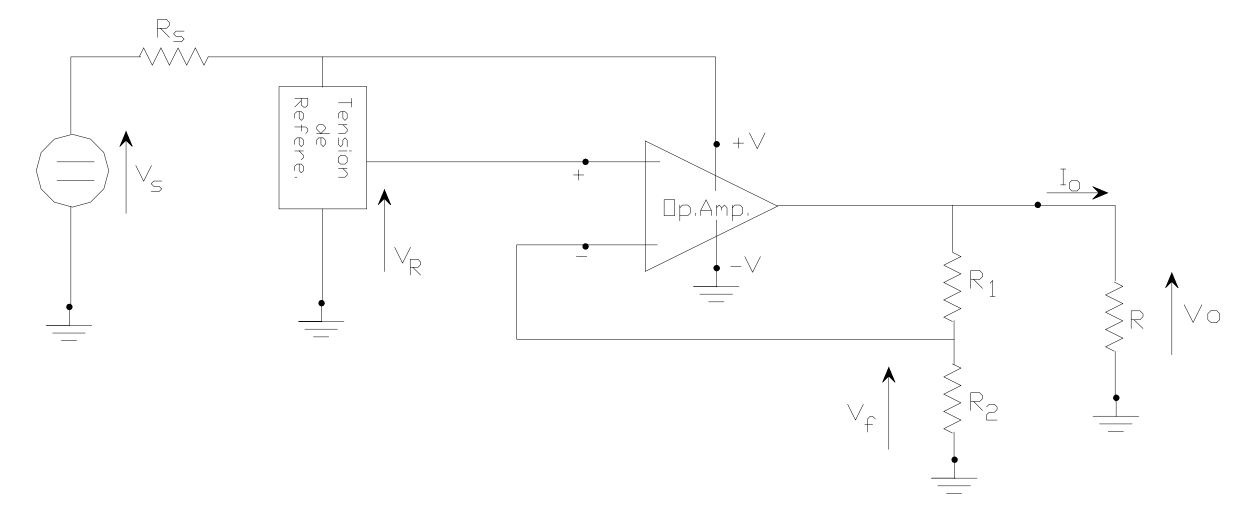


Figura XII.14.

entonces si idealizamos al Op.Amp. su ganancia a lazo abierto resulta infinito con lo cual para un V_o distinto de cero se tendrá $V_R = V_f$ y por lo tanto:

$$V_o = V_R \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \qquad \text{(XII.19.)}$$

Se desprende de esta última ecuación que aún variando la corriente en la carga I_o la tensión de salida V_o permanece fija y dada por la ecuación (XII.19.). Como la fuente de alimentación no regulada se aplica a los terminales de alimentación del Op.Amp. las variaciones de V_s (ΔV_s) debidas ya sea a variaciones de la red (variaciones lentas) o bien debidas al “ripple” (variaciones rápidas) serán atenuadas en funci9ón de la Relación de Rechazo de la Fuente de Alimentación (PSRR o bien SVRR) del amplificador operacional.

Siendo Ro la resistencia de salida del amplificador operacional, la Resistencia de Salida de este circuito regulador, resultado del lazo de realimentación con muestreo de tensión y mezcla serie, se reducirá al valor:

$$Ro_f = \frac{Ro}{D} = \frac{Ro}{1 + \beta \cdot A} = \frac{Ro}{\beta \cdot A} = \frac{Ro}{A \cdot \dfrac{V_f}{V_o}} = \frac{Ro}{A \cdot \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}} \qquad \text{(XII.20.)}$$

Un ejemplo para este tipo de regulador lo constituye el circuito que presenta la figura XII.15. Si en él, el amplificador operacional es un tipo 741 la tensión de salida de la fuente no regulada debe mantenerse por debajo del valor máximo de la tensión de alimentación con que puede operar este Op.Amp., es decir $V_s < 20$ Volt.

El valor mínimo de la tensión de salida (V_{omin}) se producirá cuando la resistencia de carga tome el valor mínimo y la corriente de salida adquiera el valor máximo (I_{oMAX}). Dicho valor mínimo de la tensión regulada deberá ubicarse aproximadamente unos 2 Volt por debajo de la tensión del terminal 11 del amplificador operacional. Por ejemplo si:

$$V_{omin} = 15 \text{ Volt} \quad \text{y} \quad R_{min} = 3 \text{ KOhm} \quad \text{entonces} \quad I_{oMAX} = \frac{V_{omin}}{R_{min}} = \frac{15 \text{ V}}{3 \cdot 10^3} = 5 \text{ mA}$$

Si el diodo zener es un diodo tipo 1N4611 por ejemplo, el cual posee una tensión de referencia $V_R = 6{,}6$ V, una corriente de codo de valor $I_{zk} = 2$ mA y un coeficiente térmico en su tensión de referencia positivo e igual a 0,005 %/ºC, la resistencia R que debemos incluir surgirá de considerar:

$$R_Z < \frac{V_{omin} - V_R}{I_{zk}} = \frac{(15 - 6{,}6) \text{ V}}{2 \cdot 10^{-3}} = 4{,}2 \cdot 10^3 \quad \text{adoptándose } R_Z = 3{,}9 \text{ KOhm}$$

de modo de asegurar por el diodo zener una corriente superior a la del codo de modo que el mismo opere con la tensión de referencia en sus extremos, ya que:

$$I_Z = \frac{V_{omin} - V_R}{R_Z} = \frac{(15 - 6{,}6) \text{ V}}{3{,}9 \cdot 10^{-3}} = 2{,}2 \text{ mA}$$

Si además adoptamos una corriente por el divisor $I_1 = 1$ mA : $\quad R_1 + R_2 = \dfrac{V_o}{I_1} = \dfrac{15 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 15$ KOhm

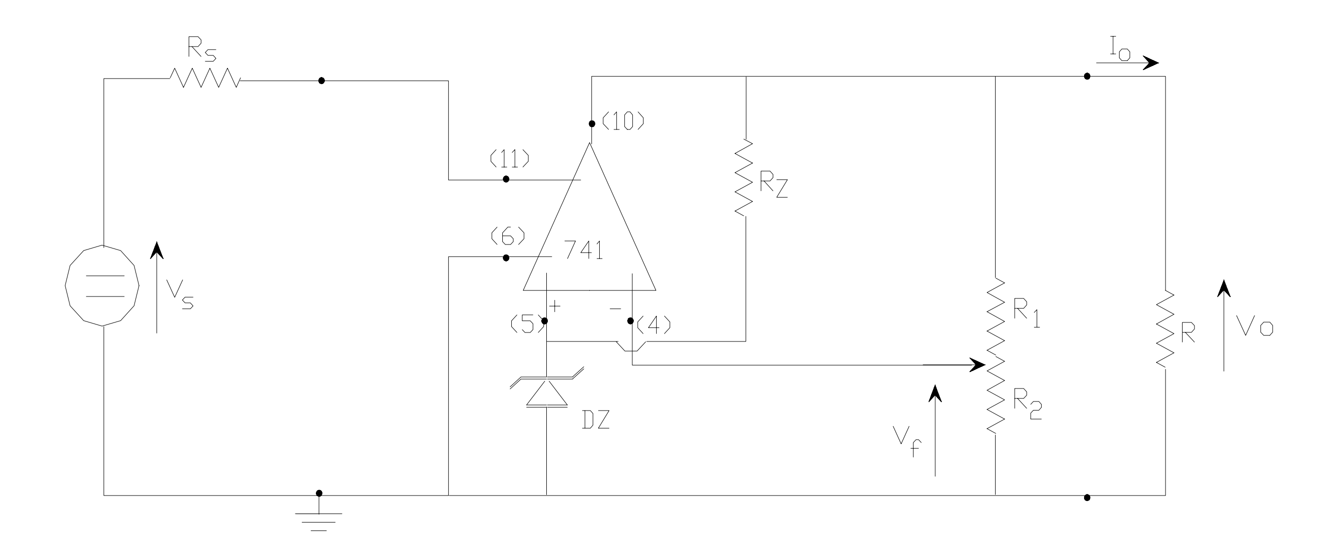


Figura XII.15.

Entonces:

$$\beta = \frac{V_R}{V_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{6,6}{15} \quad \text{por lo tanto } R_2 = 6,8 \text{ KOhm} \;\; y \;\; R_1 = 8,2 \text{ KOhm}$$

que también puede lograrse con un potenciómetro de 10 KOhm y un par de resistores fijos de valor $R_2 = 2,2$ KOhm y $R_1 = 3,3$ KOhm conectados en sus ambos extremos.

Teniendo en cuenta los valores típicos de resistencia de salida y ganancia a lazo abierto de este amplificador operacional:

$$Ro = 75 \text{ Ohm} \quad - \quad A = 2 \,.\, 10^5$$

de acuerdo con la ecuación (XII.20.) la resistencia de salida de la fuente regulada será:

$$Ro_f = \frac{Ro}{A \,.\, \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{75 \text{ Ohm}}{2 \,.\, 10^5 \dfrac{6,8}{15}} = 1 \,.\, 10^{-3} \text{ Ohm} = 1 \text{ mOhm}$$

Con $\Delta I_o = I_{oMAX} - I_{omin}$ se obtendrá $\Delta V_o = \Delta I_o \,.\, Ro_f$ (XII.21.)

y teniendo en cuenta la (XII.20.) el porcentaje de regulación resultará:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta I_o \,.\, Ro}{A \,.\, \dfrac{V_R}{V_o} \,.\, V_o} = \frac{\Delta I_o \,.\, Ro}{A \,.\, V_R} \quad \text{(XII.21'.)}$$

luego considerando que $I_{omin} = 0$ $\Delta I_o = I_{oMAX} = 5$ mA por lo que el factor de estabilización será:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta I_o \,.\, Ro}{A \,.\, V_R} = \frac{5 \,.\, 10^{-3} \,.\, 75}{2 \,.\, 10^5 \,.\, 6,6} = 30 \,.\, 10^{-8}$$

Obteniéndose un porcentaje de regulación de 30 ppm % que es en efecto una muy buena regulación.

Sin embargo el valor medido puede variar en más en un orden de magnitud respecto a dicho valor calculado, debiéndose ello a diferentes factores, entre los que se pueden mencionar: coeficiente de temperatura del diodo zener, ruido propio del diodo zener, tensiones residuales de desequilibrio (OFFSETs) del Op.Amp., ruido generado en el amplificador, caídas de tensión en los cables de conexión del circuito de carga, derivas térmicas de las tensiones residuales en el Op.Amp., relación de rechazo de modo común limitada y relación de rechazo de la fuente de alimentación limitada, ambas en el Op.Amp.

XII.4.1.- Influencia de la Temperatura:

En este sentido veamos algunos ejemplos típicos. Consideremos en primer lugar la influencia de la deriva térmica de la tensión residual de entrada:

- Con un Op. Amp. 741 o bien uno tipo 101A los fabricantes especifican una deriva térmica de la tensión residual de entrada de:

$$\frac{dV_R}{dT} = 3 \,\frac{\mu V}{^{\circ}C} \;\text{(Típico)} \qquad \frac{dV_R}{dT} = 15 \,\frac{\mu V}{^{\circ}C} \;\text{(Máximo)}$$

Además para un encapsulado tipo TO-116 (de 14 terminales) y dentro de un rango térmico de hasta 70 ºC presenta una resistencia térmica de alrededor de 150 ºC/W. Si suponemos una tensión aplicada sobre el terminal (11) de aproximadamente 28 Volt se tiene que la diferencia de potencial que debe absorber el Op.Amp. es de $(V_{11T} - V_o) = (28 - 15)V = 13$ Volt y en consecuencia a la corriente máxima de carga de $I_{oMAX} = 5$ mA se tendrá una disipación en el integrado de:

$$P_D = (V_{11T} - V_o) \;.\; I_{oMAX} = 13 \;.\; 5 \;.\; 10 = 65 \text{ mW}$$

y como consecuencia de ella la temperatura del integrado aumentará en:

$$\Delta T = P_D \;.\; Rth_{ja} = 65 \;.\; 10^{-3} \;.\; 150 = 10 \text{ ºC aproximadamente}$$

si además suponemos que se produce un incremento en la temperatura ambiente de trabajo que la lleva a 50 ºC el incremento total de la temperatura del integrado será de: $\Delta T_{TOTAL} = 25 + 10 = 35$ ºC , para el cual la deriva térmica de la tensión residual de entrada producirá una variación en esta última de:

$$\Delta V_R = 15 \; (\mu V/ºC) \;.\; 35 \; (ºC) = 0{,}525 \text{ mV}$$

que se propagará a la salida del Op.Amp. produciendo un $\Delta Vo = (1/\beta) \;.\; \Delta V_R = 2{,}2 \;.\; 0{,}525 \;.\; 10^{-3} = 1{,}16$ mV por lo que:

$$\frac{\Delta Vo}{Vo} = \frac{1{,}16 \;.\; 10^{-3}}{15} = 77 \;.\; 10^{-6} \text{ equivalentes 7700 ppm \%}$$

comprobándose que puede resultar excesivamente alta sobre todo en comparación con 30 ppm % que se preveían obtener suponiendo un comportamiento ideal en el Op.Amp. En consecuencia si se deseara mejorar esta característica se puede elegir un Op.Amp. tipo 725A por ejemplo, que asegura una deriva térmica de la tensión residual de entrada (valor máximo) de tan solo:

$$\frac{dV_R}{dT} = 2 \; \frac{\mu V}{ºC} \text{ (Máximo)} \qquad \frac{dV_R}{dT} = 0{,}6 \; \frac{\mu V}{ºC} \text{ (Típico)}$$

ajustando inicialmente el OFFSET mediante el agregado del potenciómetro sugerido por el fabricante, tal como puede observarse en el esquema de la figura XII.16., entre los terminales (1) y (8). En dicha figura puede apreciarse asimismo el circuito de protección para la entrada diferencial conformado por los diodos limitadores colocados entre la entradas INV y NO INV y el circuito R-C de compensación de fase conectado entre los terminales (4), (5) y (6). Así si se reemplaza al Op.Amp. 741 del circuito regulador de la figura XII.15. por el 725 tal como se indica en la figura XII.16. se obtendrá una versión del Regulador de alta estabilidad.

En conclusión, de acuerdo a la ecuación (XII.21.) a la salida de este regulador si tiene:

$$\Delta V_o = \Delta I_o \;.\; Ro_f = 5 \;.\; 10^{-3} \;.\; 1 \;.\; 10^{-3} = 5 \; \mu V$$

por lo que cualquier cambio de temperatura en el ambiente o en el integrado origina un cambio ΔV_o superior a dicho valor calculado por la expresión (XII.21.).

XII.4.2.- Influencia de un Rechazo de la Fuente de Alimentación y de un Modo Común limitados:

Para el Op.Amp. 741 se puede constatar una especificación del Rechazo de la Fuente de Alimentación en su valor típico de 30 µV/V así como un límite máximo de 150 µV/V , en tanto que para el 101A la especificación típica es de 16 µV/V. Para ambos casos tales características son adecuadas mientras las variaciones de la tensión de alimentación proporcionada por la fuente no regulada se mantienen en valores conservados. En cambio cuando las variaciones de Vs son mucho más importantes resulta conveniente la utilización de Op.Amp. que posean una relación de rechazo de la fuente de alimentación mas apropiada, tal como el caso del Op.Amp. 725 para el cual se asegura un valor máximo de 10 µV/V.

Por otro lado, si consideramos una tensión de línea variable tal característica puede ser considerada como equivalente a una tensión de línea constante en conjunto con una componente de modo común. Sería deseable

entonces que el amplificador operacional utilizado disponga de una buena relación de rechazo a este tipo de componente de modo común. En tal sentido para el amplificador operacional 741 los fabricantes aseguran un valor

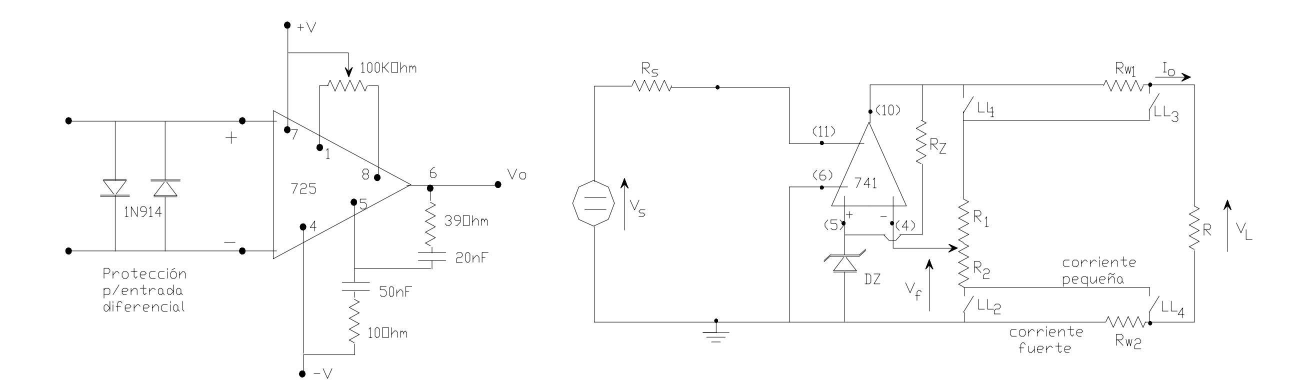


Figura XII.16. Figura XII.17.

mínimo de 70 dB, o lo que es lo mismo 310 μV/V, en consecuencia una variación de la tensión de línea ΔVs sería equivalentes a un modo común en la entrada de:

$$Vc = 310\ (\mu V/V)\ .\ \Delta Vs$$

Para el Op.Amp. 101 se tienen 96 dB que equivalen a 16 μV/V de cambio en la fuente no regulada mientras que para el 725 se aseguran 110 dB de valor mínimo equivalentes a 3,1 μV/V de variación de la tensión de entrada al regulador. Como regla general conviene siempre utilizar amplificadores operacionales que dispongan 90 dB de relación de rechazo de modo común como mínimo.

XII.4.3.- Caídas de Tensión del Cableado:

Una de las principales fuentes de error lo constituye el cable que une los terminales del regulador con los terminales de la carga. En el circuito indicado más abajo Rw_1 y Rw_2 son las resistencias alámbricas u "Ohmicas" de los cables de conexión que vinculan la fuente de alimentación regulada y la carga. Allí se puede identificar un nuevo divisor de tensión de modo tal que la tensión real sobre la carga resulta ser:

$$V_L = \frac{R_L}{R + Rw_1 + Rw_2}\ .\ V_o \qquad \text{(XII.22.)}$$

Si por ejemplo se utiliza alambre calibre Nº 20 (de $0,33\ .\ 10^{-3}$ Ohm/cm) y la corriente en la carga es de unos 100 mA, en el mismo se tendrá una caída de:

$$0,33\ .\ 10^{-3}\ .\ 100\ .\ 10^{-3} = 33\ \mu V/cm.$$

es decir que se tienen 1 mV de caída de tensión por cada 30 cm. de longitud de cable de conexión y por lo tanto se enmascara la verdadera regulación. A esto contribuye también la resistencia de contacto de las conexiones.

En la misma figura XII..17. se ha agregado otro cableado paralelo entre la carga y la salida de la fuente regulada que se activa por medio de la apertura de las llaves LL_1 y LL_2 y el cierre de las correspondientes LL_3 y LL_4 conformando una fuente que utiliza la técnica de sensado remoto para evitar en buena medida el problema apuntado precedentemente.

Una vez activado el cableado paralelo que introduce el sensado remoto el regulador pasa a regular la tensión efectiva sobre la carga V_L ya que la corriente en el cable paralelo es muy inferior a la corriente I_o sobre la carga y deja de tener validez la ecuación del divisor resistivo (XII.22.). Sin embargo si consideramos la influencia de un

rechazo al modo común limitado, encontramos que mientras sin el sensado remoto se tenía un modo común en las entradas del Op.Amp. de:

$$V_{mc} = \frac{V_R + \beta \cdot V_L}{2}$$

cuando incluimos el cable paralelo las tensiones de entrada a ambos terminales de entrada del Op.Amp. serán:

$$V_1 = V_f + I_o \cdot Rw_2 = \beta \cdot V_L + I_o \cdot Rw_2 \quad ; \quad V_2 = V_R + I_o \cdot Rw_2$$

entonces mientras la tensión de entrada de modo diferencial es $V_d = V_2 - V_1 = V_R - \beta \cdot V_L$ la del modo común resultará ahora:

$$V_{mc} = \frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{V_R + I_o \cdot Rw_2 + \beta V_L + I_o \cdot Rw_2}{2} = \frac{V_R + \beta \cdot V_L}{2} + I_o \cdot Rw_2$$

Si la relación de rechazo de modo común del Op.Amp. es buena, la tensión adicional ($I_o \cdot Rw_2$) no afectará significativamente el comportamiento del regulador. Por su parte, la resistencia Rw_1 aumenta la resistencia de salida de lazo abierto del regulador; ya que Rw_1 es de 10 o 20 mOhm ella no afecta mayormente el comportamiento de la resistencia de salida del regulador a lazo cerrado (Ro_f).

XII.4.4.- Agregado de un Transistor de Paso:

La fuente de alimentación regulada estudiada en los párrafos precedentes dispone de una capacidad de potencia fijada por el circuito de protección contra cortocircuitos presente en la salida de cualquier amplificador operacional. Si se trata del Op.Amp. 741 hemos visto ya que en su etapa de salida por ejemplo la corriente por la carga crece aproximadamente en forma lineal hasta alcanzar unos 15 a 20 mA en que las caídas en las resistencias de emisor de 22 o 27 Ohm alcanzan el valor de una tensión de umbral y a consecuencia de ello un transistor protector comienza con el proceso de limitación de la corriente en la carga de modo que la misma no puede superar más allá de los 20 ó 22 mA.

Si la demanda de corriente por la carga supera dicho límite fijado por el amplificador operacional utilizado, es posible continuar utilizando este esquema regulador agregando un transistor de modo de amplificar dicho valor de corriente de salida del Op.Amp., transistor este que en el circuito regulador de la figura XII.18. es el transistor T_1 llamado también transistor de paso. En la misma figura se observa el agregado de T_5 y R_5 que constituye ahora el nuevo circuito de protección o limitación automática de corriente.

Para dicha configuración, la resistencia de salida de la fuente regulada a lazo abierto es la resistencia de salida que presenta el transistor T_1 en su terminal de emisor, es decir:

$$Ro = \frac{h_{ie1} + Ro_{Op.Amp.)}}{h_{fe1}}$$

mientras que a lazo cerrado:

$$Rof = \frac{Ro}{D} = \frac{Ro}{1 + \beta A} = \frac{Ro}{\beta A} = \frac{h_{ie1} + Ro_{Op.Amp.)}}{h_{fe1}} \cdot \frac{Vo}{A \cdot V_R}$$

$$\Delta Vo = \Delta I_o \cdot Rof \quad \text{por lo tanto} \quad \% Reg = \frac{\Delta Vo}{Vo} \cdot 100 = \Delta I_o \cdot \frac{h_{ie1} + Ro_{Op.Amp.)}}{h_{fe1}} \cdot \frac{1}{A \cdot V_R} \cdot 100$$

Veamos un ejemplo numérico. En tal sentido supongamos que utilizando una fuente de alimentación primaria de tensión $V_s = 28$ V, tal que por variaciones de la red puede modificarse en más o en menos en alrededor de 3 V y que por variaciones de la corriente de carga disminuye su valor de tensión a 26,6 V cuando es cargada con alrededor de unos 135 mA, vale decir, resumiendo:

28 - 26,6

$V_s = 28\ V$; $\Delta V_s = +/-\ 3\ V$; $R_s = \dfrac{\quad}{0{,}135} = 10\ Ohm$

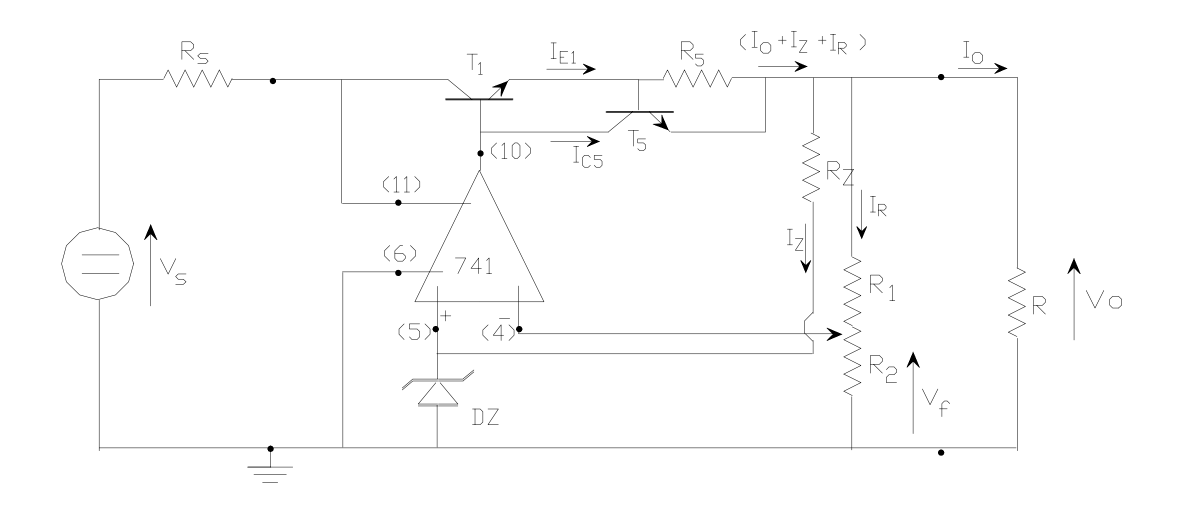


Figura XII.18

y deseamos que mediante el circuito de la figura XII.18 la tensión regulada sea de 15 V con un consumo máximo de 100 mA, es decir:

$$V_o = 15\ V \quad e \quad I_{omax} = 100\ mA$$

a) Determinación del Diodo Zener DZ y del divisor $R_1 - R_2$:

Tal como ya hemos visto con anterioridad

$$0{,}2\ .\ V_o < V_R < 0{,}9\ .\ V_o$$

La adopción de un alto valor para la tensión de referencia del DZ implica operar con un elevado valor de la muestra de la tensión de salida, es decir alto V_f y ello significa también una baja relación de división que acarrea un alto valor de $[R_2\ /\ (R_1 + R_2)]$ con la consiguiente mejora tanto en la resistencia de salida R_o como en el factor de estabilización S_V tal como lo establecen las ecuaciones XII.15. y XII.16. Suele tomarse:

$$V_R = 0{,}5\ .\ V_o = 0{,}5\ .\ 15\ V = 7{,}5\ V$$

adaptándose luego a un valor conveniente, por ejemplo $V_R = 5{,}8$ Volt por disponerse en stock por ejemplo.

En cuanto a la corriente por este diodo debe considerarse que para un buen rendimiento del regulador :

$(I_Z + I_R) << I_{omin}$ por ello adoptaremos:

$$I_Z < \frac{I_{omin}}{20} = \frac{50\ mA}{20} = 2{,}5\ mA \qquad \text{por ejemplo} \qquad I_Z = 2\ mA$$

para ello debe hacerse:

$$R_Z = \frac{V_o - V_R}{I_Z} = \frac{15 - 5{,}8}{2\ .\ 10^{-3}} = 4{,}6\ KOhm \qquad \text{entonces} \quad \mathbf{R_Z = 4{,}7\ KOhm}$$

Entonces, la potencia disipada en el diodo zener DZ será:

$P_{DDZ} = I_Z\ .\ V_R = 5{,}8\ .\ 2\ .\ 10^{-3} = 11{,}6\ mWatt.$ debiendo seleccionarse aquellos que cumplan:

$P_{DDZMAX} > 2 \ . \ P_{DDZ1} = 2 \ . \ 11{,}6 = 25$ mWatt aproximadamente y entonces suponiendo un:

$T_{jMAX} = 150$ ºC su resistencia térmica deberá ser:

$$Rth_{ja} = \frac{T_{jMAX} - T_{amb}}{P_{DDZMAX}} = \frac{150 - 40}{25} = 4{,}4 \ ºC/mW$$

Así en **Diodo zener DZ** a seleccionar deberá cumplir que:

$\mathbf{V_R = 5{,}8}$ **Volt.**

$\mathbf{I_{zK} < I_X = 2}$ **mA**

$\mathbf{P_{DDZ1MAX} > 0{,}025}$ **Watt a** $\mathbf{T_{amb} = 40}$ **ºC o bien** $\mathbf{Rth_{\varphi\alpha} < 4{,}4}$ **ºC/mW**

Por otra parte, el divisor de tensión que permite lograr el ajuste de la tensión de salida se puede determinar sabiendo que:

$$V_f = V_R = 5{,}8 \ V$$

En tanto que la corriente por el mismo también debe ser despreciable frente a la I_{omin} por ello adoptaremos como antes lo hiciéramos para I_Z:

$$I_R < \frac{I_{omin}}{20} \ , \qquad R_1 + R_2 = \frac{V_o}{I_R} = \frac{15 \ V}{1 \ mA} = 15 \ KOhm$$

por ello seleccionamos un potenciómetro de 5 KOhm con el cual el ajuste de la tensión de salida requerida se logrará cuando la posición del cursor se encuentre aproximadamente en la mitad de resistencia si agregamos sendos resistores fijos para que en en conjunto con dichos 2,5 KOhm den como resultado:

$$\mathbf{R_2} = (R_1 + R_2) \ . \ \frac{V_2}{V_o} = 15000 \ . \ \frac{5{,}8}{15} = \mathbf{5{,}8 \ KOhm}$$ y por lo tanto $\mathbf{R_2}$ **(fija) = 3,3 KOhm**

por lo que $R_1 = 15000 - 5800 =$ **9,2 KOhm** de modo que la parte fija podrá ser de $\mathbf{R_1}$ **(fija) = 6,8 KOhm**

b) Requerimientos del transistor T_1 :

$$V_{CEMAX} = V_s + \Delta V_s - V_o = 28 + 3 - 15 = 16 \ V$$

$$V_{CEmin} = V_s - \Delta V_s - I_{sMAX} \ . \ R_s - V_o = 28 - 3 - 0{,}1 \ \ 10 - 15 = 9 \ V$$

$$V_{CEd} = V_s + \Delta V_s - I_{sMAX} \ . \ R_s - V_o = 28 + 3 - 0{,}1 \ \ 10 - 15 = 15 \ V$$

$P_{DT1} = I_{sMAX} \ . \ V_{CEd} = 0{,}1 \ . \ 15 = 1{,}5$ Watt con lo que puede usarse un **BD135** que posee un

$h_{FEmin} = 40$ en cuyo caso $$I_{B1MAX} = \frac{I_{sMAX}}{h_{FEmin}} = \frac{100 \ mA}{40} = 2{,}5 \ mA$$

c) Consumo del Amplificador Operacional con y sin carga:

Sin carga el amplificador operacional 741 disipa una potencia eléctrica asociada exclusivamente con las corrientes de polarización, las cuales tal como ya se determinara, son básicamente las corrientes por las ramas de T_{12} y T_{13} que se disponen en una configuración espejo y para las cuales:

$$V_s + \Delta V_s - 2 \ V_{BEu11\text{-}12} \qquad 28 + 3 - 1{,}2$$

$I_{C12} + I_{C13} = 2\ I_{C12} = 2\ .$ ---------------------------------- $= 2\ .$ -------------------- $= 1,6$ mA
39 KOhm 39 . 10^3

y si tomamos en cuenta las corrientes de polarización de los restantes transistores, llegamos a la conclusión que el amplificador operacional 741 sin carga estaría demandando una corriente de aproximadamente 1,8 mA, de modo tal que cuando entre sus terminales 6 y 11 se desarrolle la tensión ($V_s + \Delta V_s$) = 28 + 3 = 31 V esto dará lugar a una disipación de potencia de valor $1,8\ .\ 10^{-3}\ .\ 31 = 56$ mW.

Además, con carga, el amplificador operacional debe suministrar una corriente adicional, la de base del transistor T_1, que hemos llamado I_{B1MAX} y que resultó ser de 2,5 mA. Entonces, bajo esta condición el amplificador operacional 741 debe disipar una potencia determinada por:

$$P_{DOpAmp} = 56\ mW + [\ V_{(11)} - (V_o + V_{BEu1}\ )]\ .\ I_{B1MAX} = 56\ mW + (V_{CEmin} - 0,7\ V)\ .\ I_{B1MA}$$

$$P_{DOpAmp} = 56\ mW + (9 – 0,7\ )\ .\ 2,5\ .\ 10 = 56\ mW + 21\ mW = 77\ mW$$

d) Limitación automática de la corriente:

Con esta finalidad fueron agregados el transistor T_5 y R_5 . En condiciones normales de funcionamiento T_5 trabaja al corte . Si se define un valor máximo de corriente por la carga, que podría ser en este caso I_{oMAX} = 110 mA para este valor de corriente en la carga existe un valor de corriente de emisor máximo, es decir I_{E1MAX} . Experimentalmente se halla el valor de R_5 adecuado como para que V_{R5} sea aproximadamente una tensión de umbral base-emisor, es decir unos 600 mV cuando por el emisor de T_5 circule I_{E1MAX} .

$$I_{E1MAX} = I_{oMAX} + (I_Z + I_R\ ) + I_{B5} = (110 + 2 + 1)\ mA + I_{B5} = 115\ mA \quad \text{aproximadamente}$$

$$R_5 = \frac{600\ mV}{115\ mA} = 5,6\ Ohm$$

En esta forma T_5 conduce y el colector de T_5 desvía gran parte de la corriente que de otro modo ingresaría en la base de T_1 y entonces, multiplicada por h_{FE1} nos daría una corriente de emisor tan grande que se excedería la disipación de T_1 .

e) Análisis de un corto circuito en la carga (R = 0):

Si la salida de la fuente regulada se pusiera en corto circuito R = 0 y por lo tanto también $V_o = 0$. El emisor de T_5 queda conectado a tierra y en este caso se puede considerar el circuito equivalente de la figura XII.19. Al no existir V_o el diodo zenner no funciona. El terminal (5) del Op.Amp. recibe la tensión residual de salida V_{Ro} . Por su parte el terminal (4) del Op.Amp. recibe una tensión equivalente a ($\beta\ .\ V_{Ro}$) que es inferior a la tensión que recibe el terminal (5).

El terminal de salida del Op.Amp. o terminal (10) presenta una salida positiva por ser mayor la entrada en el terminal NO INV o (+). Entonces ante un corto circuito de la carga R, la corriente de salida del Op.Amp. (I_{op}) se autolimita a aproximadamente unos 23 mA tal como se estudiara oportunamente. En el circuito de la figura XII.19. se han señalizado las corrientes que aparecerían bajo tales condiciones , las cuales para un transistor T_1 cuyo h_{FE1} medido es de 86, resultan ser:

I_{op} = 23 mA ; I_{C5} = 22 mA ; I_{B1} = 1 mA ; I_{E1} = 87 mA ; I_{B5} muy pequeña por lo que $I_{R5} = I_{E1}$ y en

consecuencia:

$$R_5 = \frac{600\ mV}{87\ mA} = 6,9\ Ohm$$

debiendo prevalecer este valor por sobre el precedentemente calculado a fin de no excederse la corriente de 110 mA como corriente de cortocircuito, es decir:

$$I_{R5} + I_{E5} = 110\ mA$$

motivo por el cual se decide conectar 10 Ohm en paralelo con 22 Ohm, de modo que **R_5 = 10//22 = 6,9 Ohm**

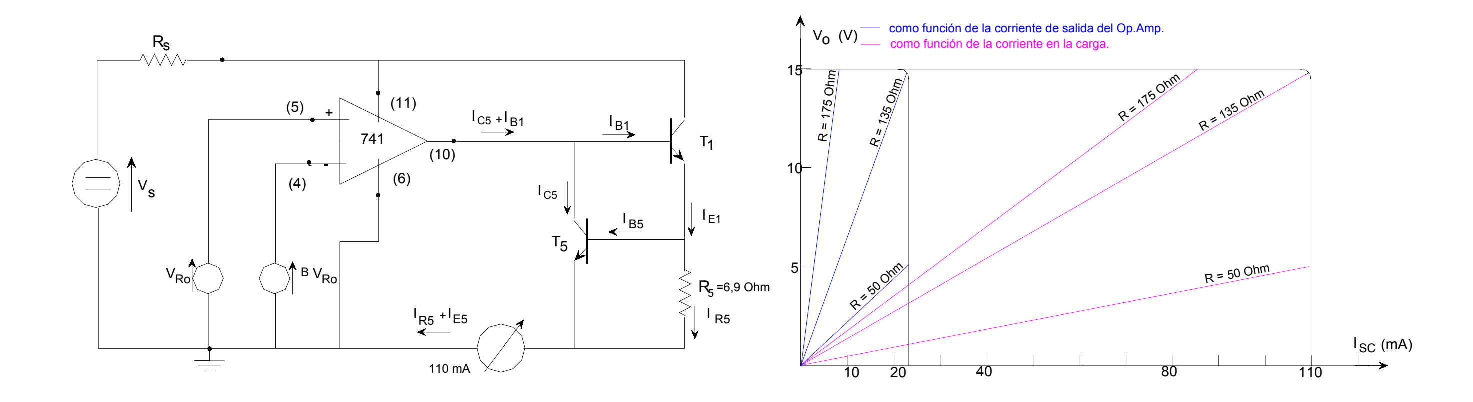


Figura XII.19.

Figura XII.20

f) Acción limitadora de la corriente:

Realizado el circuito regulador precedentemente calculado, el mismo se puede someter a un ensayo en el que vamos modificando el valor de la resistencia de carga R y midiendo las corrientes I_o sobre dicha carga R así como la corriente a la salida del Op.Amp. ($I_{C5} + I_{B1}$). Luego graficamos la tensión de salida regulada V_o en función tanto de I_o como de la corriente de salida del Op.Amp. obteniéndose los resultados que muestra el gráfico de la figura XII.20.

Para un funcionamiento normal, con V_o = 15 V y una I_o < 110 mA., se puede observar que por ejemplo para una R = 175 Ohm, es decir un tanto superior a la nominal del proyecto, se mide una corriente a la salida del Op.Amp. ($I_{C5} + I_{B1}$) = 8,4 mA en tanto que la corriente por la carga es I_o = 85 mA. Para dicha condición, la base de T_1 toma una corriente I_{B1} = 0,9 mA y los restantes 7,5 mA pasan al colector de T_5 y contribuyen a la corriente en la carga I_o . La corriente a través de R_5 es $I_{R5} = I_o - I_{C5}$ = 85 – 7,5 = 77,5 mA., es decir prácticamente $I_{E1} = h_{FE1} \cdot I_{B1}$ = 86 . 0,9 = 77,4 mA.

Para R < 135 Ohm la corriente I_{B1} se estabiliza en 1 mA, I_{R5} en 87 mA, la corriente de salida del Op.Amp. en 23 mA y la corriente por la carga I_o en 110 mA, valores éstos que permanecen hasta R = 0 Ohm. Por ejemplo, para R = 50 Ohm se tienen: I_{R5} en 87 mA. - ($I_{C5} + I_{B1}$) = 23 mA. - $I_o = I_{R5} + (I_{C5} + I_{B1})$ = 110 mA. y por consecuencia $V_o = I_o \cdot R$ = 110 mA . 50 Ohm = 5,5 V.

A partir de resistencias de carga menores a 135 Ohm el regulador actúa como regulador de corriente constante: es decir, I_{SC} = 110 mA. con V_o variable desde 15 hasta 0 Volt.

g) Comprobaciones de la disipación de potencia:

Por el transistor T_1 circula I_{E1} aproximadamente igual a I_{R5} = 87 mA a partir de la condición en que el circuito de protección comienza a actuar y desde el punto de vista de la mayor tensión que debe soportar este transistor, esta ocurre bajo la condición R = 0 en cuyo caso V_o = 0 V. De este modo $V_{ET1} = V_{BEu5}$ = 0,6 V , en consecuencia:

$$V_{CEM} = V_s + \Delta V_s - V_{ET1} = 28 + 3 - 0,6 = 30,4 \text{ V}$$

$$V_{CEm} = V_s - \Delta V_s - I_M \cdot R_s - V_{ET1} = 28 - 3 - 1 - 0,6 = 23,4 \text{ V}$$

$$V_{CEd} = V_s + \Delta V_s - I_M \cdot R_s - V_{ET1} = 28 + 3 - 1 - 0,6 = 29,4 \text{ V}$$

Entonces la potencia disipada en este transistor T_1:

$$P_{dMT1} = V_{CEd} \, . \, I_{E1} = 29{,}4 \, . \, 87 \, . \, 10^{-3} = 2{,}56 \text{ Watt}$$

por lo que es posible utilizar, entre otros y a título de ejemplo, el transistor tipo BD135.

Por su parte, en el transistor T_5 se tiene: I_{C5} aproximadamente igual a $(I_{C5} + I_{B1}) = 23$ mA a partir de la condición en que dicho circuito de protección comienza a actuar y la tensión colector – emisor que se desarrolla sobre este transistor resulta ser:

$$V_{CE5} = V_{BEu1} + V_{BEu5} = 0{,}7 + 0{,}6 = 1{,}3 \text{ V}$$

por lo que la potencia disipada por este transistor será:

$$P_{dT5} = I_{C5} \, . \, V_{CE5} = 23 \, . \, 10^{-3} \, . \, 1{,}3 = 30 \text{ mW}$$

así cualquier transistor pnp de bajo nivel puede cumplir con su función,tal como el BC558 que dentro de la línea de componentes discretos que estamos utilizando, es posible seleccionar a título de ejemplo.

En cuanto al Op.Amp. debemos considerar que la mayor tensión de entrada aplicada sobre el terminal (11) del mismo resulta ser:

$$V_{(11)} = V_s + \Delta V_s - I_M \, . \, R_s = 28 + 3 - 1 = 30 \text{ V}$$

mientras que en las peores condiciones, cuando se produce un corto circuito en la carga y $V_o = 0$ la tensión en el terminal de salida o terminal (10) del Op.Amp. se reduce a la V_{CE5} precedentemente calculada, es decir

$$V_{(10)} = V_{CE5} = 1{,}3 \text{ V}$$

en consecuencia la potencia que debe disipar el Op.Amp. es:

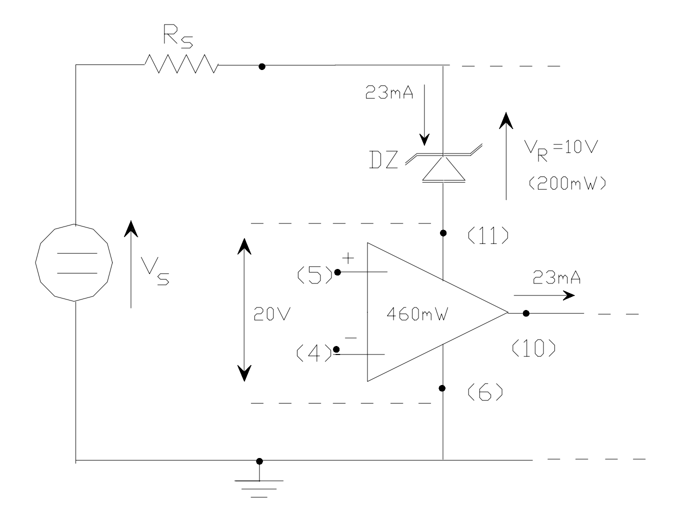
$$P_{d(Op.Amp.)} = (V_{(11)} - V_{(10)}) \, . \, (I_{C5} + I_{B1})_{MAX} = (30 - 1{,}3) \, . \, 23 \, . \, 10^{-3} = 28{,}7 \, . \, 0{,}023 = 660 \text{ mW}$$

por lo que dado que en el mejor de los casos, con encapsulados cerámicos o metálicos la mayor capacidad de disipación solo alcanza a 500 mW debe buscarse una solución a dicho inconveniente. En las figuras XII.21. y XII.22. se presentan dos alternativas.

La solución presentada en la figura XII.21. permitiría además lograr una protección contra sobre tensiones provenientes de la fuente no regulada, mientras que en la de la figura XII.22. debe considerarse que:

$$R = \frac{V_{(11)} - V_Z}{(I_{C5} + I_{B1})_{MAX} + I_Z} = \frac{30 - 20}{0{,}023 + 0{,}005} = \frac{10}{28} \, . \, 10^3 = 330 \text{ 0hm}$$

con lo que variando R es posible variar el consumo del diodo zener y conseguir 200 mW sobre él.



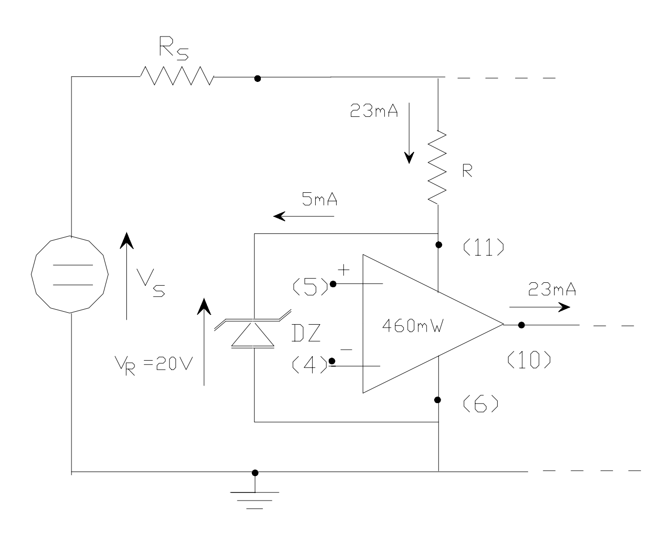


Figura XII.21. Figura XII.22.

XII.4.5.- Fuente Regulada con operacional y transistor de paso tipo D'Arlington:

La utilización del transistor de paso tipo D'Arlington la describiremos también a través de un ejemplo numérico. A tal fin supongamos tener la misma fuente de alimentación primaria del ejemplo anterior con excepción que es capaz de suministrar una mayor corriente, es decir:

$$V_s = 28\ V \quad ; \qquad \Delta V_s = +/-\ 3\ V \quad ; \qquad R_s = \frac{28 - 24}{0{,}900} = 4{,}5\ Ohm$$

solo que ahora al requerirse una tensión regulada nuevamente de $V_o = 15$ V, el requerimiento es que la misma debe operar con corrientes que en la carga pueden variar entre un mínimo $I_{omin} = 0$ y un máximo que ahora es $I_{oMAX} = 0{,}9$ A.

El circuito regulador a utilizar se indica en la figura XII.23. pudiéndose observar que ahora el transistor de paso es un par D'Arlington encapsulado que típicamente pueden tener ganancias estáticas de corriente cuyos valores mínimos se ubican entre unos 750 a 1000 veces (h_{FEm}). En consecuencia la corriente que se le exigirá al amplificador operacional o corriente en la base del par D'Arlington será:

$$I_{BM} = \frac{I_{oMAX}}{h_{FEm}} = \frac{0{,}9\ A}{750} = 1{,}2\ mA$$

en consecuencia la potencia que debe poder disipar dicho par D'Arlington para una operación normal del regulador es:

$$P_{dT1} = (V_{(11)} - V_o)\ .\ I_{oMAX} = (24 - 15)\ .\ 0{,}9 = 8{,}1\ Watt$$

Pero tal como puede observarse en la figura XII.23. el circuito incluye al transistor T_5 y a R_5 que en este caso debe ser:

$$R_5 = \frac{V_{BEu5}}{I_{SC}} = \frac{0{,}6\ V}{1\ A} = 0{,}6\ Ohm$$

que conforman el circuito de protección contra corto circuitos en la carga (se ha considerado que la corriente de corto circuito es de 1 A), de modo tal que si estimamos una ganancia típica del par D'Arlington, del orden de $h_{FEtip} = 5000$, la corriente en su base es:

$$I_B = \frac{I_{oMAX}}{h_{FEm}} = \frac{1000\ mA}{5000} = 0{,}2\ mA$$

entonces dado dicho valor de I_B , en condiciones de corto circuito en la carga toda la corriente a la salida del Op.Amp. es prácticamente la corriente en el colector de T_5, es decir:

$$(I_{C5} + I_B) = 23\ mA \quad y\ dado\ I_B = 0{,}2\ mA \qquad I_{C5} = 23\ mA$$

Así, es posible interpretar que por R_5 circula toda la corriente de salida en corto circuito, es decir 1 A debido a que los 23 mA que cierran por el emisor de T_5 en este caso pueden despreciarse.

Entre colector y emisor del transistor de salida del par D'Arlington en condiciones nominales se tendrá ahora:

$$V_{CEd} = V_s + \Delta V_s - I_M\ .\ R_s - V_{ET1} = 28 + 3 - 1\ .\ 4{,}5 - 0{,}6 = 25{,}9\ V$$

con lo que bajo la condición de corto circuito en la carga ($V_o = 0$) dicho par D'Arlington debe poder disipar:

$$P_{dT1} = V_{CEd}\ .\ I_{SC} = 25{,}9\ .\ 1 = 26\ Watt$$

A título de ejemplo mencionamos que dado dicho valor de disipación de potencia puede emplearse el par de transistores en D'Arlington tipo BDX65A para el cual el fabricante asegura $T_{JMAX} = 200$ ºC ; $Rth_{jc} = 1,5$ ºC/W

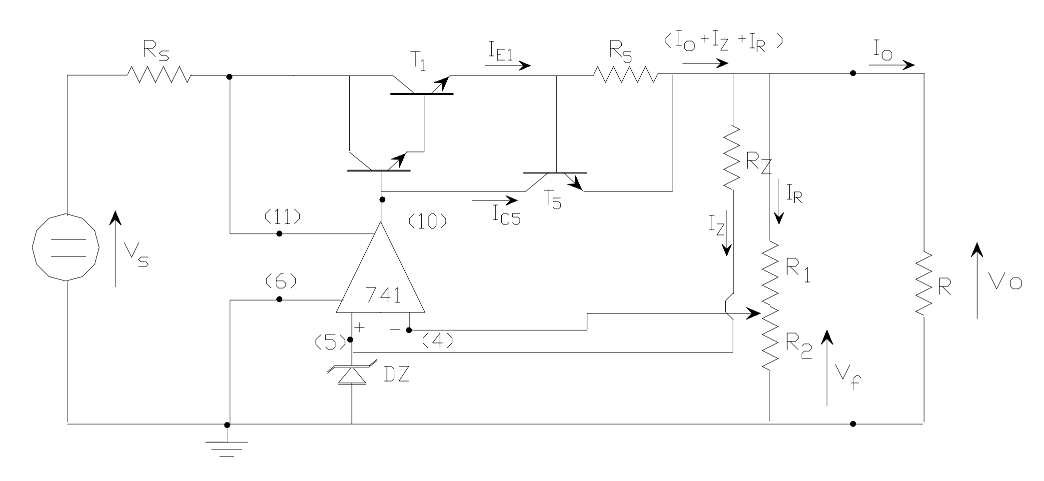


Figura XII.23.

dado que con la utilización del pertinente disipador adicional y para una temperatura ambiente de 50 ºC, el mismo permitiría disipar:

$$P_{dT1} = \frac{T_{JMAX} - T_{amb}}{Rth_{jc} = Rth_{cd} + Rth_{da}} = \frac{200 - 50}{1,5 + 2 + 1,5} = \frac{150}{5} = 30 \text{ W} \quad > \quad 26 \text{ W requeridos.}$$

Mientras tanto en el amplificador operacional se registrará una disipación de potencia resultado de considerar:

$$P_{dOp.Amp.} = [(V_s + \Delta V_s - I_M . R_s) - (V_{VEuD'Arl} + V_{R5})] . I_{C5} = 24,5 \ . \ 0,023 = 560 \text{ mWatt}$$

debiéndose implementar alguna de las soluciones precedentemente descriptas para bajar dicho nivel de disipación.

XII.5.- CIRCUITOS REGULADORES MONOLÍTICOS

Como ejemplo de un circuito regulador práctico se ha escogido al regulador de voltaje monolítico tipo 723 que es producido y suministrado por la mayoría de los fabricantes de componentes semiconductores y/o circuitos integrados. De esta forma, en la figura XII.24. (inserta al pié de la página anterior) se ha reproducido el diagrama circuital esquemático correspondiente a este dispositivo, en el que por razones de simplicidad no se han incluido los circuitos de protección y/o limitación de la corriente sobre la carga ni la correspondiente protección térmica que también se incluyen en este tipo de circuitos integrados.

Al igual que los circuitos reguladores que utilizan Op.Amp. y que hemos estudiado precedentemente, este regulador monolítico basa su principio de funcionamiento en el esquema generalizado del regulador tipo serie y de lazo cerrado, tal como fuera presentado oportunamente en la figura XII.14. En correspondencia con los bloques definidos en dicha figura, puede ser reconocida la porción del circuito de la figura XII.24. ubicada a la izquierda de la línea vertical (la primera de izquierda a derecha) como aquella parte encargada de generar la “Tensión de Referencia: (VRsal)”. El divisor resistivo de tensión R_1 y R_2 de la figura XII.14. esta llevado a cabo en la figura XII.24. mediante el par de resistores denominados ahora R_A y R_B que debe conectarse en forma externa al circuito integrado.

El transistor de potencia de salida, llamado Q_{15} se encuentra internamente conectado con el transistor Q_{14} en un arreglo tipo D’Arlington a los efectos de conseguir una muy alta ganancia de corriente, para lo cual también contribuye la presencia de R_{12} = 15 KOhm con el objeto de que la corriente de reposo de Q_{14} sea la más conveniente. El par diferencial Q_{11} y Q_{12} con la carga activa sustituyendo una de sus resistencias de colector y conformada por Q_8 - R_5 = 1 KOhm, en conjunto con el circuito conformado por los transistores Q_7, Q_9, Q_{10} y Q_{13} , todos ellos con funciones de polarización de la etapa diferencial, se encuentran dispuestos entre las dos lineas verticales trazadas en la referida figura y vienen a desempeñar las funciones del Op.Amp. indicado en la figura XII.14.

El resistor R_C acopla la salida del circuito generador de la tensión de referencia con el amplificador comparador y tanto el capacitor C_1 como el capacitor C_2 tienen la función de compensación para ampliar el margen de fase y prevenir así el circuito contra las oscilaciones en amplificadores de alta ganancia fuertemente realimentados. Mientras C_1 se encuentra dispuesto en el interior del circuito integrado, tanto R_C como C_2 se deben conectar en forma externa, siguiendo las recomendaciones de la hoja de datos [$R_C = (R_A // R_B)$ por ejemplo para una simetría de las mallas de entrada del amplificador diferencial - C_2 = 100 pF , entre otras]. Tal como se indica en la misma figura XII.24. la tensión que debe suministrar la fuente no regulada debe ser por lo menos un par de volts superior a la tensión de salida regulada deseada Vo sobre la carga R_L .

Como la mayoría de sus fabricantes lo aseguran, el circuito regulador de voltaje monolítico de silicio integrado tipo 723 (por ejemplo MC1723) es un regulador de voltaje de tensión positiva o negativa, diseñado para suministrar una corriente de carga de hasta 150 mA y dicha capacidad de manejo de corriente puede ser ampliada hasta el orden de varios amperes, mediante el agregado de uno o más transistores de paso, tal como se estudiara precedentemente. La tensión de salida regulada puede ser ajustada entre un mínimo de 2 y un máximo de 37 Volt.

XII.5.1.- Comprobación de la polarización:

Con la finalidad de verificar los puntos de trabajo estáticos de la totalidad del circuito interno de este regulador, supondremos como ejemplo, alimentarlo con una fuente no regulada de +15 Volt, es decir Vcc = 15 V.

a) Análisis del circuito generador de la tensión de referencia:

Puede comprobarse que toda la polarización del circuito integrado es dependiente de la rama constituida por el transistor Q_1 (cuya juntura base-colector se encuentra cortocircuitada) debido a que su circuito base-emisor es compartido por los terminales base-emisor de los transistores Q_2 , Q_7 y Q_8 formando diferentes fuentes de corriente destinadas, ya sea a polarizar o bien a actuar como carga activa.

Pero a su vez se observa que dicho diodo base-emisor de Q_1, en serie con los resistores R_1 y R_2 se encuentra polarizado en forma directa a expensas de la tensión de referencia del diodo zener D_1 es decir por una tensión fija, que no depende de la tensión de alimentación Vcc, cuyo valor es de 6,2 V siempre que la I_{DSS} del transistor efecto de campo de juntura J_1 sea la suficiente para suplir no solo a la corriente de dicho circuito serie del diodo R_1 y R_2 sino además una corriente mayor o igual a la corriente del codo del diodo zener, de modo que el mismo trabaje a su tensión de referencia. Esta técnica constituye otra forma de independizar la polarización de un circuito integrado lineal respecto de tensiones de alimentación variables.

De este modo:

$$I_{CQ1} = \frac{V_{R1} - V_{EBu1}}{R_1 + R_2} = \frac{6{,}2 - 0{,}6}{(15{,}5 + 0{,}5) \cdot 10^3} = 348 \ \mu A$$

luego aceptando la simetría de los diodos base-emisor de las ramas que conforman las fuentes de corriente antes comentadas, se tiene por ejemplo:

$$V_{EBu1} = V_{Ebu2} \ , \ \text{entonces} \quad I_{CQ1} \cdot R_1 = I_{CQ2} \cdot R_3$$

y en consecuencia:

$$I_{CQ2} = \frac{R_1}{R_3} \cdot I_{CQ1} = \frac{0{,}5}{25} \cdot 348 \ \mu A = 7 \ \mu A$$

El circuito formado por los transistores Q_4 , Q_5 y Q_6 , el diodo zener D_2 y los resistores R_6 , R_7 y R_8 constituye una variación de la fuente de corriente Wilson, en donde, despreciando las corrientes de base de tales transistores surge que $I_{CQ6} = I_{CQ2} = 7 \ \mu A$ con lo que nuevamente, su corriente de base es despreciable y por lo tanto no hay diferencia de potencial apreciable en extremos de R_7 . Esto nos permite determinal que la tensión de referencia que suministra este circuito y que hemos llamado VRsal resulta ser:

$$VRsal = V_{BEu6} + V_{R2} = 0{,}7 + 6{,}2 = 6{,}9 \ V$$

(en la Hoja de datos el fabricante asegura que dicha tensión es de 7 V).

Con la finalidad de ratificar que todas las corrientes de base (no solo la de Q_6) ahora las de Q_5 y Q_4 fueron acertadamente despreciadas y dado que al no registrarse diferencia de potencial en R_7 , sobre el resistor R_8 se desarrolla la tensión V_{BEu6} , por lo que:

$$I_{D2} = I_{CQ5} = \frac{V_{BEu6}}{R_8} = \frac{0{,}7 \ V}{5 \cdot 10^3 \ Ohm} = 140 \ \mu A$$

La precedentemente calculada VRsal es una tensión regulada ya que el par D'Arlington $Q_4 - Q_5$ puede considerarse un regulador serie excitado por la tensión colector-emisor de Q_6 que a su vez responde a una relación de división de la misma VRsal , relación de división esta última que se establece entre la tensión de referencia del diodo zener D_2 y la caída de tensión en R_8 . De este modo si por algún motivo la tensión de referencia VRsal tendiera a cambiar, estos cambios serían amplificados por Q_6 controlando al regulador serie y autoregulandose la misma VRsal.

b) Etapa amplificadora del error o diferencia entre VRsal y la muestra de Vo que toma el divisor R_A y R_B:

Como ya se anticipara Q_1 en conjunto con R_1 y Q_7 con R_4 forman una nueva fuente de corriente con fines ahora de lograr la polarización de la etapa amplificadora diferencial encargada de amplificar la mencionada tensión de error. De esta forma por las mismas razones apuntadas ya con anterioridad:

$$I_{CQ1} \cdot R_1 = I_{CQ7} \cdot R_4 \ ; \ \text{por lo que:} \qquad I_{CQ7} = \frac{R_1}{R_4} \cdot I_{CQ1} = \frac{0{,}5}{1} \cdot 348 = 174 \ \mu A$$

Por su parte el circuito formado por el conjunto Q_9 , Q_{10} y Q_{13} más R_9 , R_{10} y R_{11} guarda una topología idéntica a la que fuera observada y estudiada en el Op.Amp. 741; se trata de una nueva fuente de corriente alimentada desde el colector de Q_7. Así, despreciando la corriente de base de Q_9, dada la conexión directa entre colectores de Q_7 y Q_{10} :

$$I_{CQ10} = I_{CQ7} = 174 \ \mu A$$

y dado los diferentes valores de resistencia en los emisores de Q_{10} y Q_{13} :

$$I_{CQ10} \cdot R_9 = I_{CQ13} \cdot R_{11} \ ; \ \text{por lo que:} \qquad I_{CQ13} = \frac{R_9}{R_{11}} \cdot I_{CQ10} = \frac{0{,}3}{0{,}15} \cdot 174 = 348 \ \mu A$$

corriente esta última con la que se alimenta la unión de los emisores de la etapa diferencial conformada por los transistores Q_{11} y Q_{12} de modo que las corrientes en cada una de dichas ramas del amplificador diferencial resultarán:

$$I_{CQ11} = I_{CQ12} = \frac{I_{CQ13}}{2} = 174 \ \mu A$$

debiendo notarse que dicho valor de corriente satisface simultáneamente la ecuación de malla base-emisor correspondiente a la fuente de corriente que conforman Q_1 - R_1 y Q_8 - R_5 , es decir:

$$I_{CQ1} \ . \ R_1 = I_{CQ8} \ . \ R_5 \quad ; \text{ por lo que:} \qquad I_{CQ8} = \frac{R_1}{R_5} \ . \ I_{CQ1} = \frac{0,5}{1} \ . \ 348 = 174 \ \mu A = I_{CQ12}$$

solo que en este caso Q_8 - R_5 cumplen las funciones de carga activa, en reemplazo de la resistencia de colector de Q_{12} que es la rama por donde se carga a este amplificador diferencial. Esta disposición contribuye a disminuir el desbalance de las corrientes de las ramas diferencial por asimetrías haciendo nula, por lo menos teóricamente a la tensión residual de entrada de esta etapa.

c) La corriente en el transistor de salida de potencia Q_{15} depende del valor de la resistencia de carga R_L y puede alcanzar el valor de unos 150 mA a partir del cual comienza a actuar el circuito limitador de corriente que como ya se anticipó no se ha dibujado en el esquema de la figura XII.24. y esta basado en los mismos esquemas que fueron descriptos en los ejemplos precedentes.

Asimismo, y tal como ya anticipamos, el resistor R_{12} = 15 KOhm al estar sometido a la V_{BEu15} establece una corriente a su través cuyo valor es:

$$I_{R12} = \frac{V_{BEu15}}{R_{12}} = \frac{0,7 \ V}{15 \ . \ 10^3 \ Ohm} = 47 \ \mu A$$

que se constituyen en la corriente de reposo de Q_{14} ya que la base de Q_{15} demandaría tan solo una corriente del orden del µA cuando Q_{15} este suministrando a la carga una corriente reducida, mecanismo este que tal como ya se viera en otras aplicaciones del par D'Arlington, hace posible obtener la mayor ganancia del conjunto, por hacer trabajar a Q_{14} dentro de su mejor régimen de ganancia.

XII.5.2.- Determinación de la Resistencia de Salida y del Porcentaje de Regulación:

Con la finalidad de determinar el porcentaje de regulación que es posible conseguir con el circuito regulador 723, tal como se ha definido en la ecuación (XII.21'.) se hace necesaria la determinación de la resistencia de salida del circuito regulador serie (Ro) así como la ganancia del amplificador de error que excita a dicho regulador serie (A), ambas características con el lazo de realimentación (divisor R_A y R_B) abierto.

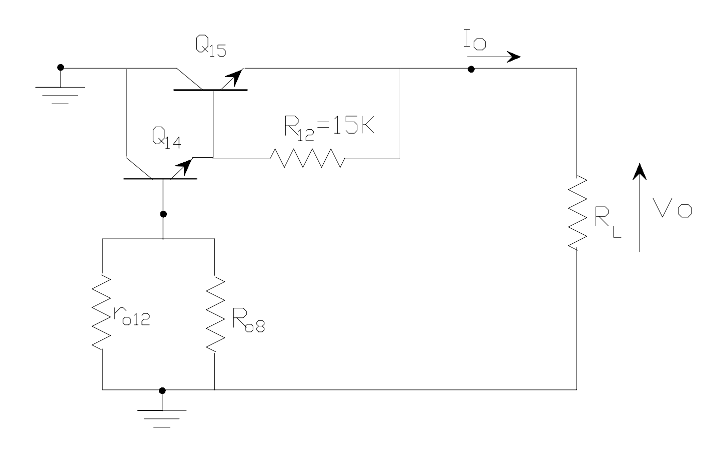


Figura XII.25.

Para tal fin en la figura XII.25. representamos el circuito regulador serie $Q_{14} - Q_{15}$ con el excitador desactivado y por lo tanto reemplazado por la resistencia de salida equivalente del circuito amplificador diferencial (r_{o12} //R_{o8}). En consecuencia dicha resistencia de salida Ro resulta:

$$Ro = h_{ib15} + \frac{h_{ib14}}{h_{fe15}} + \frac{(r_{o12}//R_{o8})}{h_{fe14} \cdot h_{fe15}}$$

en donde hemos considerado que $h_{ie15} << R_{12}$. En consecuencia si estimamos tensiones de Early de unos 200 V para los transistores NPN y 100 V para los PNP las resistencias de salida de los transistores Q_{12} y Q_8 serán:

$$r_{o12} = \frac{200}{174 \cdot 10^{-6}} = 1{,}15 \text{ MOhm} \qquad r_{o8} = \frac{100}{174 \cdot 10^{-6}} = 575 \text{ KOhm}$$

entonces para la rama de Q_8 :

$$R_{o8} = r_{o8} \cdot (1 + \frac{h_{fe8} \cdot R_5}{R_5 + h_{ie8} + h_{ib1} + R_1})$$

con lo que reemplazando valores:

$gm_{12} = gm_8 = 40 \cdot I_{CQ12} = 40 \cdot 174 \cdot 10^{-6} = 6{,}96$ mA/V y $gm_1 = 40 \cdot I_{CQ1} = 40 \cdot 348 \cdot 10^{-6} = 13{,}92$ mA/V

$h_{ib12} = h_{ib8} = \dfrac{1}{gm_8} = 144$ Ohm ; $h_{ib} = 72$ Ohm y estimando $h_{fe} = 100$: $h_{ie8} = \dfrac{h_{fe8}}{gm_8} = 14{,}4$ KOhm

$$R_{o8} = 575 \text{ KOhm} \cdot (1 + \frac{100 \cdot 1 \text{ KOhm}}{(1 + 14{,}4 + 0{,}572) \text{ KOhm}}) = 4{,}2 \text{ MOhm} \qquad y \quad r_{o12}//R_{o8} = 0{,}9 \text{ MOhm}$$

por lo que la ganancia del amplificador de error suponiendo una resistencia de carga R_L infinita resulta:

$$A = \frac{gm_{12}}{2} \cdot (r_{o12}//R_{o8}) = 3{,}48 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}9 \cdot 10^{6} = 3146$$

Así, considerando una corriente de carga de aproximadamente $I_{C15} = I_o = 50$ mA

$gm_{15} = 40 \cdot I_o = 40 \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 2$ A/V con lo que $h_{ib15} = \dfrac{1}{gm_{15}} = 0{,}5$ Ohm y estimando $h_{FE15} = 100$

$I_{B15} = \dfrac{I_o}{h_{FE15}} = \dfrac{50 \text{ mA}}{100} = 0{,}5$ mA en tanto que $I_{C14} = I_{B15} + I_{R12} = 0{,}5 \text{ mA} + \dfrac{0{,}6 \text{ V}}{15 \text{ KOhm}} = 0{,}54$ mA

$gm_{14} = 40 \cdot I_{C14} = 40 \cdot 0{,}54 \cdot 10^{-3} = 21{,}6$ mA/V con lo que $h_{ib14} = \dfrac{1}{gm_{14}} = 46{,}3$ Ohm con otro $h_{FE14} = 100$

$$Ro = h_{ib15} + \frac{h_{ib14}}{h_{fe15}} + \frac{(r_{o12}//R_{o8})}{h_{fe14} \cdot h_{fe15}} = 0{,}5 + 0{,}463 + \frac{0{,}9 \cdot 10^{6}}{10^{4}} = 91 \text{ Ohm}$$

Finalmente, de acuerdo con la expresión XII.20. y para un divisor $R_A - R_B$ que divida por 3:

$$Ro_f = \frac{Ro}{D} = \frac{Ro}{1 + \beta \cdot A} = \frac{Ro}{\beta \cdot A} = \frac{Ro}{A \cdot \dfrac{V_f}{V_o}} = \frac{Ro}{A \cdot \dfrac{R_A}{R_B + R_A}} = 0{,}091 \text{ Ohm}$$

mientras que por aplicación de la ecuación XII.21'. para igual condición:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta I_o \ . \ Ro}{A \ . \ \frac{V_R}{V_o} \ . \ V_o} = \frac{\Delta I_o \ . \ Ro}{A \ . \ V_R} = \frac{91}{3146 \ . \ 6{,}9} \ . \ \Delta I_o = 4{,}2 \ . \ 10^{-3} \ . \ \Delta I_o$$

Luego si suponemos que la corriente en la carga variara entre 0 y 100 mA, es decir con un ΔI_o = 50 mA entonces el porcentaje de regulación sería:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 4{,}2 \ . \ 10^{-3} \ . \ 50 \ . \ 10^{-3} = 2{,}1 \ . \ 10^{-4} = 0{,}02 \ \%$$

que es compatible con la especificación de 0,03 % que indica el fabricante en la hoja de datos, debiendo notarse que extremadamente pequeño porcentaje de cambio se observa en la tensión de salida regulada para el considerado gran cambio en la corriente en la carga.

Se puede observar una variada gama de circuitos integrados lineales para regulación de tensión, con un número de terminales que van desde un mínimo de tres (3) hasta un máximo de catorce (14). Todos ellos se pueden catalogar como reguladores serie a los fines de conseguir rendimientos de regulación aceptables. Alguno de ellos, tal como el 723 que acabamos de analizar se utilizan en aplicaciones especiales en las que se deben seleccionar e interconectar con dichos circuitos integrados, resistencias externas que establecen la tensión de salida regulada o la limitación de corriente en la carga y su presentación es por consecuencia a base de C.I. de 14 terminales

Pero los reguladores integrados usados mayoritariamente son los que tienen únicamente tres terminales de conexión: uno para la tensión de entrada sin regular, otro para la tensión de salida regulada y un tercero para la conexión a tierra. Estos últimos son los llamados reguladores de tres terminales que se encuentran disponibles en encapsulados de plástico o de metal y han llegado a ser sumamente populares debido a su bajo precio y facilidad de utilización: salvo dos condensadores de desacoplo opcionales, estos reguladores de tensión integrados de tres terminales no necesitan de componentes externos.

La casi totalidad de los reguladores integrados tiene alguno de los siguientes tipos de salida: positiva fija, negativa fija o ajustable. Aquellos con salida fija positiva o negativa están ajustados de fábrica para obtener diferentes tensiones fijas en un rango que se ubica entre unos 5 a unos 24 V, mientras los de salida ajustable pueden cambiar los valores de la tensión de salida desde menos de 2 V hasta más de 40 V.

A su vez se los subclasifica como reguladores integrados estándar, de baja potencia y de baja tensión diferencial.. Los reguladores integrados tipo estándar se encuentran diseñados para aplicaciones sencillas y no críticas y pueden soportar corrientes de carga de más de 1 A, con el agregado de disipadores de calor. Por su parte los de baja potencia son los adecuados cuando las corrientes por la carga no superan unos 100 mA. Están disponibles en encapsulados del tipo T0-92 similar en tamaño a los de un transistor de baja señal y por ello no vienen preparados para ser montados en disipadores, son prácticos y sencillos de usar.

La tensión diferencial (diferencia entre la tensión de entrada y la de salida) mínima, a veces también llamado el "drop out" de un regulador integrado se define como la tensión diferencial mínima necesaria para que el regulador regule. Por ejemplo, tal como ya hemos adelantado, un regulador integrado estándar tiene una tensión marginal de 2 á 3 V. Esto quiere decir que es necesaria una tensión de entrada de 2 á 3 V superior a la tensión de salida regulada del dispositivo para funcionar según sus especificaciones. En aplicaciones en las cuales no sea posible conseguir tensiones diferenciales de entre 2 á 3 V se utilizan los reguladores de baja tensión diferencial. Estos tienen una tensión de "drop out" de 0,15 V para corrientes de carga de 100 mA y de 0,7 V para corrientes de carga del orden de 1 A.

XII.6.- CRITERIO GENERAL DE DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION REGULADA:

Para la alimentación de un determinado dispositivo o equipamiento electrónico una variante que se observa en la práctica es la utilización del esquema de "regulación en único punto" en donde se tienen una fuente de alimentación y un regulador de tensión grande que distribuye la tensión regulada por las diferentes placas o tarjetas

(circuitos integrados y/o impresos) que integran dicho dispositivo. Esto genera algunos problemas: para empezar el regulador debe proporcionar una gran corriente de carga igual a la suma de las corrientes en todas las placas. En segundo término el ruido y otras interferencias electromagnéticas pueden afectar a las conexiones entre la fuente de alimentación regulada y las placas. La tensión de salida regulada es uniforme para todas las placas.

Con el abaratamiento de los circuitos electrónicos integrados se ha hecho posible la utilización de otro esquema de alimentación para los equipos o dispositivos multiplaca, consistente en la "regulación integrada en cada placa". Esto significa que cada placa integrante de dicho equipo o dispositivo tiene su propio regulador de tres terminales para suministrar la tensión que utiliza cada uno de los componentes de dicha tarjeta. Utilizando esta regulación integrada en cada placa, se puede repartir una tensión sin regular desde una fuente de alimentación a cada una de las placas y tener un regulador integrado local encargado de regular esta tensión en su propia placa. Esto elimina el problema de la corriente de carga alta y del ruido asociado con los reguladores en único punto y la tensión de alimentación en cada placa puede ser diferente.

XII.7.1.- LA SERIE 7800:

La serie de circuitos reguladores integrados tipo 78XX (en donde XX = 05, 06, 08, 10, 12, 15, 18 ó 24) está compuesta por reguladores de tensión típicos de tres terminales. El LM7805 por ejemplo, produce una salida de + 5 V, el MC7806 una de + 6 V, el CA7808 una de +8 V, etc., hasta el 7824 que produce una salida de +24 V. El principio de funcionamiento se basa en los conceptos ya estudiados por ejemplo para el regulador de la figura XII.22. solo que ahora tanto el circuito de generación de la tensión de referencia, como el circuito divisor $R_1 - R_2$, el transistor de paso, el circuito de limitación de la corriente y algún circuito de corte térmico similar al presentado en la Figura XI.33, se encuentran incluidos en la misma pastilla estando diseñado para una dada tensión de salida regulada (con una tolerancia de cerca de +/- 4 %) y para una corriente que alcanza 1 A siempre que cuente con el disipador de calor adecuado.

La protección térmica provoca la caída del funcionamiento del chip cuando la temperatura interna se hace demasiado alta, del orden de los 175 ºC que es entonces la máxima temperatura de juntura. Por esta característica así como por el circuito de limitación de corriente, estos reguladores 78XX poseen características casi indestructibles.

La figura XII.26 muestra un LM78XX conectado como un regulador de tensión fijo. El terminal 1 es el de entrada en donde conectamos la tensión que proporciona la fuente de alimentación no regulada, en tanto que el terminal 2 es el de la salida en donde conectamos la carga y se tiene allí la tensión de salida regulada mientras que el terminal 3 es el que corresponde a la toma de tierra. Para el caso del LM7805 la tensión de salida regulada es de +5 V y la corriente máxima por la carga es de 1 A. La resistencia de salida es tal que la regulación de carga es de 10 mV para una variación de la corriente por la carga entre 5 mA y 1,5 A. Asimismo el coeficiente de estabilización de este circuito regulador hace que la regulación de red sea de 3 mV para una tensión de entrada variable entre 7 y 25 V. El circuito posee un rechazo a la ondulación o "riple" 80 dB lo que significa que reducirá la amplitud de dicha ondulación en un factor de 10.000 veces.

Cuando el circuito integrado se conecta físicamente muy cerca de la fuente de alimentación no regulada, dicha conexión puede realizarse en forma directa con el terminal 1, tal como se observa en la figura XII.26.a) en cambio cuando su disposición física requiere la utilización de un cable o traza de circuito impreso de un largo de varios centímetros es recomendable el agregado de la conexión del capacitor $C_1 = 0{,}22\ \mu F$ en el terminal 1 de manera que la inductancia de tales terminales de conexión no pueda producir oscilaciones dentro del integrado, en cuyo caso es recomendable el circuito de conexión se muestra en la figura XII.26.b). Esta misma figura muestra que para mejorar la respuesta transitoria de la tensión de salida regulada, se utiliza algunas veces un condensador de desacoplo C_2 de 0,1 a 1 μF.

Cualquier dispositivo de la citada serie LM78XX necesita una tensión diferencial, o como la hemos llamado precedentemente, una tensión de "drop out" de 2 ó 3 V, dependiendo de la tensión de salida. Esto quiere decir que la tensión de entrada que debe proveer la fuente no regulada debe ser al menos 2 o 3 V superior que la tensión de salida regulada. De otra manera, el circuito dejará de regular. Además se define una tensión máxima de entrada debido a la máxima disipación de potencia del dispositivo. Así por ejemplo el LM7805 regulará en un intervalo de entrada de entre aproximadamente 8 á 20 V. La hoja de características proporciona las tensiones de entrada mínima y máxima para las otras tensiones de salida prefijadas.

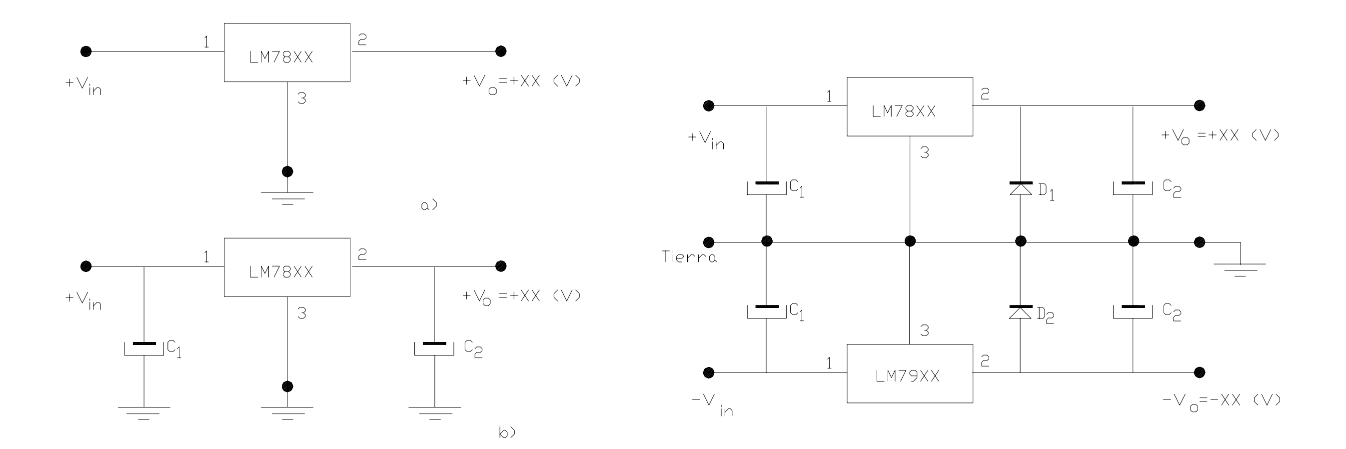


Figura XII.26. Figura XII.27.

XII.7.2.- LA SERIE 7900 – FUENTES REGULADAS SIMÉTRICAS:

Esta serie de circuitos integrados es también un grupo de reguladores de tres terminales y por lo tanto de tensión fija, en este caso de polaridad negativa, ajustadas entre –5, -6, -8, -10, -12, -15, -18 y –24 V. Por ejemplo, un LM7905 produce una tensión de salida regulada de –5 V. En el otro extremo, un CA7924 producirá una salida de –24 V. Con la serie MC79XX, la corriente por la carga puede alcanzar hasta 1 A cuando se lo monta con el disipador de calor adecuado. Debiendo ser alimentado también con una tensión no regulada de polaridad negativa, esta serie es similar a la 7800 descripta precedentemente, incluidos el circuito limitador de corriente, la protección térmica y el excelente rechazo de la ondulación.

Tal como muestra la figura XII.27. combinando la utilización de un regulador 78XX y otro tipo 79XX se puede regular la salida de una fuente de alimentación simétrica. En dicho circuito los condensadores de entrada evitan oscilaciones y los de salida mejoran la respuesta transitoria. Las hojas de características de los fabricantes recomiendan añadir los diodos D_1 y D_2 para asegurar que ambos reguladores entren en conducción bajo cualquier condición de funcionamiento.

XII.7.3.- REGULADORES DE TRES TERMINALES DE TENSIÓN DE SALIDA AJUSTABLE:

Existen Además disponibles en el mercado otros circuitos reguladores integrados de tres terminales pero ahora con la posibilidad de ajuste de la tensión de salida regulada. Tal el caso de los reguladores integrados tipo LM317, LM337, LM338 y LM350 que permiten conseguir corrientes de carga que se ubican entre 1,5 y 5 A. La figura XII.28 muestra un LM317 por ejemplo, conectado como un regulador de tensión en donde el terminal 1 es el de entrada para conectar la tensión que proporciona la fuente de alimentación no regulada, en tanto que el terminal 2 es el de la salida en donde conectamos la carga y se tiene allí la tensión de salida regulada mientras que el terminal 3 o ADJ es el que corresponde al ajuste del valor de la tensión de salida regulada.

Como se observa en dicha figura, para lograr tal ajuste es preciso conectar la red de realimentación o divisor $R_1 – R_2$ del esquema de la figura XII.14., en forma externa al circuito integrado. Mientras el valor del resistor R_1 esta determinado por el fabricante (para el caso del LM317 se recomienda utilizar un R_1 = 240 Ohm) mediante el valor de R_2 procedemos a ajustar la tensión de salida regulada que entonces puede ser ajustada entre 1,25 y 37 V, y tanto la regulación de carga como la de línea son mejores que las que se obtienen en un regulador estándar de tensión fija. El tipo de encapsulado en que se presenta el LM317 es idéntico al de un transistor convencional (tipo TO-3).

Cuando el circuito integrado se alimenta, el LM317 dispone de un circuito de generación de tensión de referencia interno que provee una tensión nominal fija de 1,25 V, llamada V_{REF} entre el terminal (2) o de salida y el terminal (3) o ADJ, es decir que la V_{REF} aparece sobre el resistor R_1 de valor programado, por lo que se establece una corriente I_1 de valor fijo por dicho resistor programado R_1. La tensión de salida V_o esta dada entonces por:

$$V_o = V_{REF} + (I_1 + I_{ADJ}) \cdot R_2 = V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ} \cdot R_2$$

debiéndose notar que si V_{REF}, R_1, I_{ADJ} y R_2 son constantes entonces V_o también es una constante.

En la última ecuación, la corriente I_{ADJ} posee un valor típico de 50 µA, debido a que esta corriente puede variar con la temperatura, con las variaciones de la corriente en la carga y debido a otros factores, normalmente debe diseñarse el divisor de modo que el término que depende de esta corriente sea despreciable, motivo por el cual la tensión de salida regulada resultará ser:

$$V_o = V_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 1{,}25\ V \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Otra forma de utilización de este circuito regulador integrado se muestra en la figura XII.29. en donde los capacitores C_1 y C_2 se colocan a los efectos de prevenir los mismos efectos que se describieron para los reguladores integrados descriptos con anterioridad.

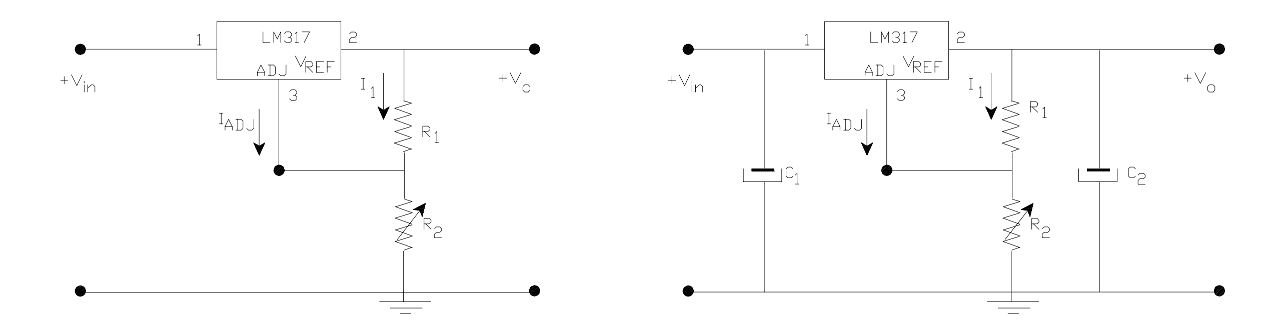


Figura XII.28. Figura XII.29

También en este caso el rechazo a la ondulación que proporciona el fabricante es de 80 dB mientras que para las regulaciones de carga y de red se especifican las siguientes características:

Regulación de Carga: 0,3 % para variaciones de corriente de carga entre 10 mA y 1,5 A;
Regulación de Línea: 0,2 % por cada Volt de variación de la tensión no regulada.

Como la tensión de entrada es ajustable entre 1,25 y 37 V, tiene sentido especificar la regulación de carga como un porcentaje, Por ejemplo, si la tensión regulada se ajusta a 10 V, la regulación de carga indicará que la tensión de salida permanecerá dentro del 0,3 % de 10 V (es decir dentro de 30 mV alrededor de la tensión regulada nominal de 10 V).

Por su parte la regulación de red, que es del 0,02 % por cada volt de variación de la tensión de entrada no regulada, indica que la tensión de salida regulada cambiará solamente un 0,02 % de su valor por cada volt de variación de la tensión de entrada, es decir que si la tensión de salida regulada es por ejemplo de 10 V, y la fuente no regulada modifica su valor de tensión en 3 V, la tensión regulada podrá modificarse tan solo en 6 mV.

CAPITULO XIII - Osciladores y Lazos de Enganche de Fase (A.C.R. TULIC)

XIII.1. - INTRODUCCIÓN:

Las fuentes de excitación senoidal son piezas fundamentales de muchos sistemas. Se utilizan de manera extensa en sistemas de comunicaciones, así como en casi toda aplicación electrónica lineal y son los circuitos osciladores los que cumplen con la función de generarlas. Asimismo en ciertos procesos de señal analógica se requiere el empleo de circuitos tales que excitados con dos entradas analógicas el mismo produzca una salida proporcional a su producto, son los llamadas circuitos multiplicadores analógicos. En este Capítulo serán estudiados ambos tipos de circuitos.

XIII.2.- ESTABILIDAD – CRITERIOS DE NYQUIST:

Se vio ya que un sistema realimentado oscilará si la función transferencia del lazo (producto $\beta \cdot A_a$) posee un módulo unitario cuando simultáneamente su fase φ_a es de 180 º. Bajo dichas condiciones tal sistema produce una salida aún sin disponerse ninguna excitación a su entrada. Para el caso de los amplificadores realimentados las técnicas para determinar si un circuito puede llegar a oscilar derivaron en los conceptos de Margen Estabilidad.

El concepto de inestabilidad y realimentación positiva es común para todos los osciladores, aun cuando existen algunas variaciones del diseño básico. Otra metodología para estudiar a los sistemas realimentados, conocida como la técnica del lugar de raíces o los criterios de Nyquist, implica la determinación de los ceros y los polos originales del amplificador básico y su movimiento en el plano complejo a medida que la ganancia del lazo (Am . β de frecuencias medias y bajas o bien D) se vaya modificando conforme varía la transferencia de la red de realimentación que se introduce.

Mediante esta última metodología se puede establecer que si la transferencia a lazo abierto del amplificador básico y en alta frecuencia dispone de sendos polos reales y negativos, como cualquiera de las monoetapas amplificadoras estudiadas en el Capítulo IX. , a lazo cerrado la transferencia para el mismo rango de frecuencias será con:

$$p_1 = -\omega_1 \quad y \quad p_2 = -\omega_2$$

$$A_{Va} = \frac{A_{Vm} \cdot \omega_1 \cdot \omega_2}{(s - p_1) \cdot (s - p_2)} \quad ; \qquad A_{Vaf} = \frac{\dfrac{A_{Vm} \cdot \omega_1 \cdot \omega_2}{(s - p_1) \cdot (s - p_2)}}{1 + \beta \cdot \dfrac{A_{Vm} \cdot \omega_1 \cdot \omega_2}{(s - p_1) \cdot (s - p_2)}}$$

$$A_{Vaf} = \frac{A_{Vm} \cdot \omega_1 \cdot \omega_2}{(s - p_1) \cdot (s - p_2) + \beta A_{Vm} \; \omega_1 \; \omega_2} = \frac{A_{Vm} \cdot \omega_1 \cdot \omega_2}{s^2 - s\,(p_1 + p_2) + (1 + \beta A_{Vm})\; \omega_1 \; \omega_2}$$

así dividiendo y multiplicando por $D = (1 + \beta \; A_{Vm})$

$$A_{Vaf} = \frac{(1 + \beta \; A_{Vm}) \; \omega_1 \; \omega_2}{s^2 - s \; (p_1 + p_2) + (1 + \beta A_{Vm}) \; \omega_1 \; \omega_2} \cdot \frac{A_{Vm}}{(1 + \beta A_{Vm})}$$

si en esta ultima definimos:

$$A_{Vmf} = \frac{A_{Vm}}{(1 + \beta A_{Vm})} = \frac{A_{Vm}}{D} \quad ; \qquad \omega_n = \sqrt{D \cdot \omega_1 \cdot \omega_2]} \quad ; \qquad \varphi = \frac{-(p_1 + p_2)}{2 \cdot \omega_n} = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2 \cdot \sqrt{D \cdot \omega_1 \cdot \omega_2}}$$

$$A_{Vaf} = A_{Vmf} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \, \varphi \, \omega_n \, s + \omega_n^2} \qquad \text{(XIII.1.)}$$

Puede observarse que esta transferencia dispone también de dos polos que resultarán de resolver el polinomio denominador de segundo orden:

$$s^2 + 2\varphi\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad \text{por lo tanto:} \quad \begin{aligned} s_1 &= -\varphi\omega_n + \omega_n . \sqrt{(\varphi^2 - 1)} \\ s_2 &= -\varphi\omega_n - \omega_n . \sqrt{(\varphi^2 - 1)} \end{aligned}$$

Dado que φ y ω_n dependen de la cantidad de realimentación (D), variando a esta última se puede modificar el valor tanto de φ como de ω_n. Entonces, partiendo desde la posición de p_1 y p_2 para D = 1 (sin realimentar) s_1 y s_2 se van corriendo por el semieje real negativo (acercándose uno al otro) hasta que para $\varphi^2 = 1$ ambos polos s_1 y s_2 son coincidentes y equidistantes a p_1 y a p_2 (puede demostrarse que hasta allí no se registra realimentación positiva fuera de banda, es decir el sistema es completamente estable). A partir de tal condición, si continuamos aumentando la realimentación, para $\varphi < 1$ y por lo tanto $\varphi^2 < 1$ las raíces s_1 y s_2 son complejas conjugadas, de modo que:

$$s_1 = -\varphi\omega_n + j\,\omega_n . \sqrt{(1 - \varphi^2)}$$

$$s_2 = -\varphi\omega_n - j\,\omega_n . \sqrt{(1 - \varphi^2)}$$

cuya interpretación gráfica se observa en la figura XIII.1. y de la cual se desprende que:

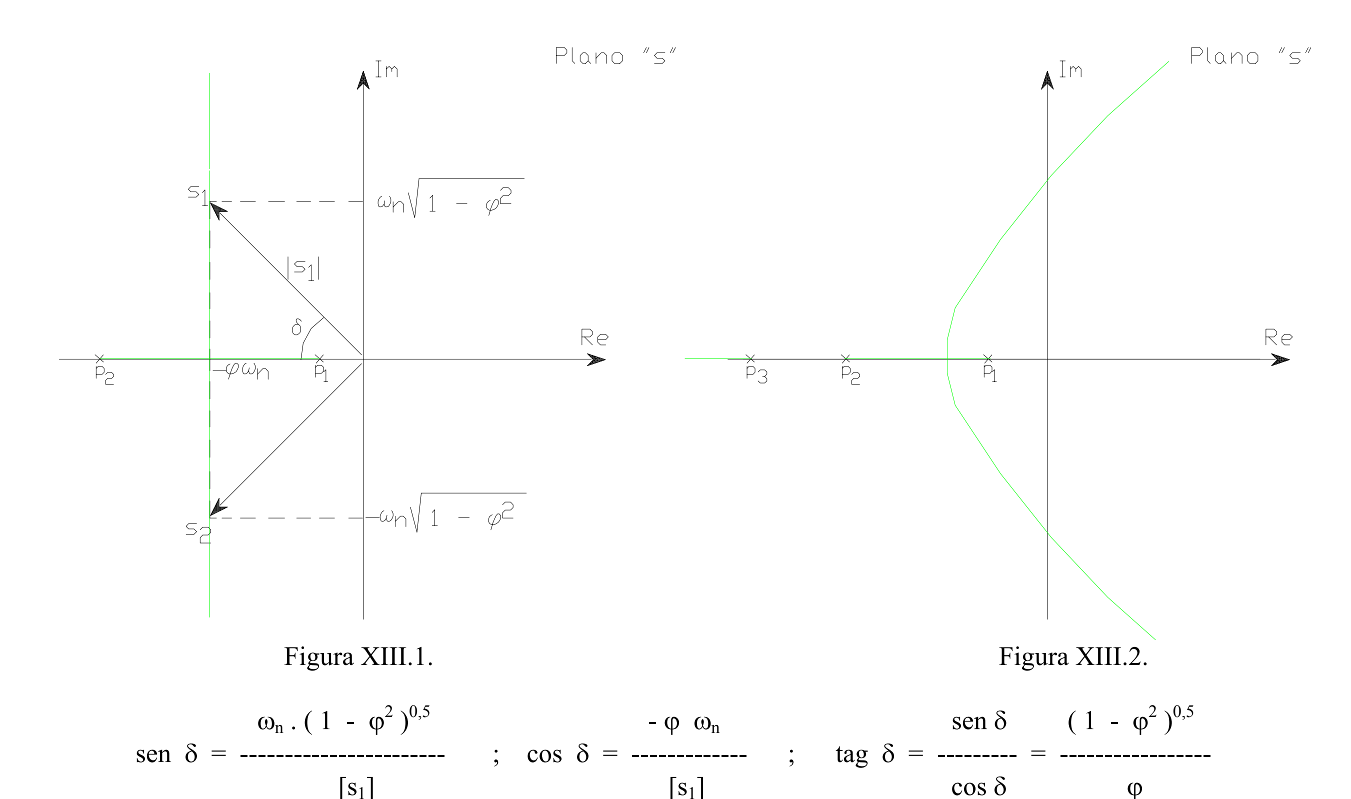


Figura XIII.1. Figura XIII.2.

$$\text{sen}\ \delta = \frac{\omega_n . (1 - \varphi^2)^{0,5}}{[s_1]} \quad ; \quad \cos\ \delta = \frac{-\varphi\ \omega_n}{[s_1]} \quad ; \quad \text{tag}\ \delta = \frac{\text{sen}\ \delta}{\cos\ \delta} = \frac{(1 - \varphi^2)^{0,5}}{\varphi}$$

A través de este análisis el estudio de la posición de los polos de la transferencia a lazo cerrado resulta ser otro método adecuado para estudiar la estabilidad de los sistemas realimentados. Más precisamente el método se conoce como el Lugar de Raíces y consiste en determinar en un plano complejo "s" cual puede ser la ubicación de los polos de la función transferencia a lazo cerrado variando la cantidad de realimentación. El resultado obtenido para este caso particular se aprecia en la figura precedente con trazo de color y grueso y puede ser corroborado mediante algún programa computacional que ayude a determinar las raíces del mencionado polinomio y presente dicho resultado en pantalla (tal como el Bode Viewer).

A título de ejemplo y con la finalidad de relacionar los conceptos del margen de fase y el lugar de raiz aplicaremos este último criterio al ejemplo ya analizado en el Capítulo X, del caso del amplificador operacional tipo

748 sin compensar (con ganancia de 100 dB y polos en 20 y 200 KHz.) como amplificador básico de un sistema realimentado negativamente con una transferencia β = 0,0001 con la diferencia que ahora consideraremos variar esta transferencia β desde 0 hasta 1.

$$\omega_1 = 2.\pi .F_1 = 2 . 3{,}14 . 20 . 10^3 = 125{,}6 \text{ Krad/seg} \quad \text{y} \quad \omega_2 = 2 . 3{,}14 . 200 . 10^3 = 1256 \text{ Krad/seg}$$

por lo tanto:

$$\varphi\, \omega_n = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} = 690{,}8 \text{ Krad/seg}$$

Entonces variando la realimentación mientras φ^2 sea mayor o igual a 1 ya vimos que los polos de la transferencia a lazo cerrado también arrojan como resultado valores reales y negativos, tal cual ocurría con el amplificador a lazo abierto. El sentido común indicaría en este caso que el sistema realimentado es tan estable como lo es el amplificador básico y para nuestro ejemplo numérico en el límite con φ^2 = 1 ello se corresponde a valores de D desde D = 1 (sin realimentar) hasta D = 3,025 ya que:

con $\varphi = 1$

$$\omega_n = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} = 690{,}8 \text{ Krad/seg} \quad \text{y por lo tanto} \quad \omega_n^2 = (690{,}8 \text{ Krad/seg})^2$$

y como

$$\omega_n^2 = [(1 + \beta\ A_{Vm})\, \omega_1\ \omega_2] = D .\ \omega_1\ \omega_2 \quad \text{resulta} \quad D = \frac{\omega_n^2}{\omega_1\ \omega_2} = \frac{477204{,}64}{157.753{,}6} = 3{,}025$$

y como para este valor de D el correspondiente $\beta . Av_m = 2{,}025$ o sea $\beta = 0{,}00002025$ y $\left| \frac{1}{\beta} \right| = 93{,}87$ dB

ingresando con dicha recta de realimentación al gráfico de la figura X.13. (Capítulo X) se obtiene un margen de fase de 90 ° queriendo ello significar que todavía para esa cantidad de realimentación la misma no cambia de signo en ningún punto del especto de frecuencias (no hay realimentación positiva a ninguna frecuencia).

Apenas los polos se hacen complejos conjugados ello es indicativo de la realimentación positiva a alguna frecuencia y se corresponde con un margen de fase inferior a 90°. Sin embargo, tal como sabemos aún con realimentación positiva en algunas frecuencias, siempre que la misma sea limitada, el dispositivo a lazo cerrado se considera estable y justamente el límite a dicha realimentación positiva lo establece el margen de fase mínimo de 45°.

Dado que para esta condición límite en los estudios de la figura X.13 (Capítulo X) ello correspondió a un β = 0,0001 y se produce un Xm = 20 dB resulta $|\beta . Av_m| = 10$ y por lo tanto D =11 entonces se puede determinar ubicación en el plano complejo de los polos de la transferencia a lazo cerrado para esta condición límite:

$$\omega_n^2 = D .\ \omega_1\ \omega_2 = 11 . 125{,}6 . 1256 . 10^6 = 1{,}7353 . 10^{12} \quad \text{por lo tanto} \quad \omega_n = 1{,}3173 . 10^6$$

luego:

$$\varphi = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2\ .\ \omega_n} = \frac{690{,}8 . 10^3}{1{,}3173 . 10^6} = 0{,}5244 \quad \text{y en consecuencia}$$

$$s_1 = -690{,}8 \text{ Krad/seg} + j\ 1{,}3 . 10^6 .\ (1 - 0{,}5244^2)^{0,5} = -690{,}8 \text{ Krad/seg} + j\ 1106{,}9 \text{ Krad/seg}$$

y análogamente $s_2 = -690{,}8$ Krad/seg - j 1106,9 Krad/seg

pudiéndose constatar que la magnitud de la parte imaginaria es relevante ya que es más de una vez y media la parte real. Finalmente a partir de dicha situación el aumento de la realimentación por encima de β = 0,0001 ocasiona alta inestabilidad en el sistema y la parte imaginaria de los polos continuará aumentando hasta que para β = 1 tales polos complejos conjugados alcanzan una situación límite de máximo alejamiento entre si (690,8 Krad/seg +-j infinito).

Mediante el auxilio del mencionado programa computacional (Bode Viewer) es posible extrapolar estos razonamientos al caso de un sistema amplificador básico que disponga tres polos reales y negativos en su

comportamiento de alta frecuencia. El Lugar de Raíces de este caso particular puede apreciarse en el gráfico de la figura XIII.2. comprobándose que ahora los dos polos más bajos describen un movimiento de acercamiento entre sí al igual que en el caso anterior en tanto que el polo más alto en frecuencia se corre hacia –infinito. Pero los dos primeros polos una vez que se hacen coincidentes nuevamente comienzan a ser complejos conjugados y a medida que se incremente la realimentación se van moviendo pero describiendo una especie de hipérbola y cruzando al semiplano derecho para alguna cantidad de realimentación importante.

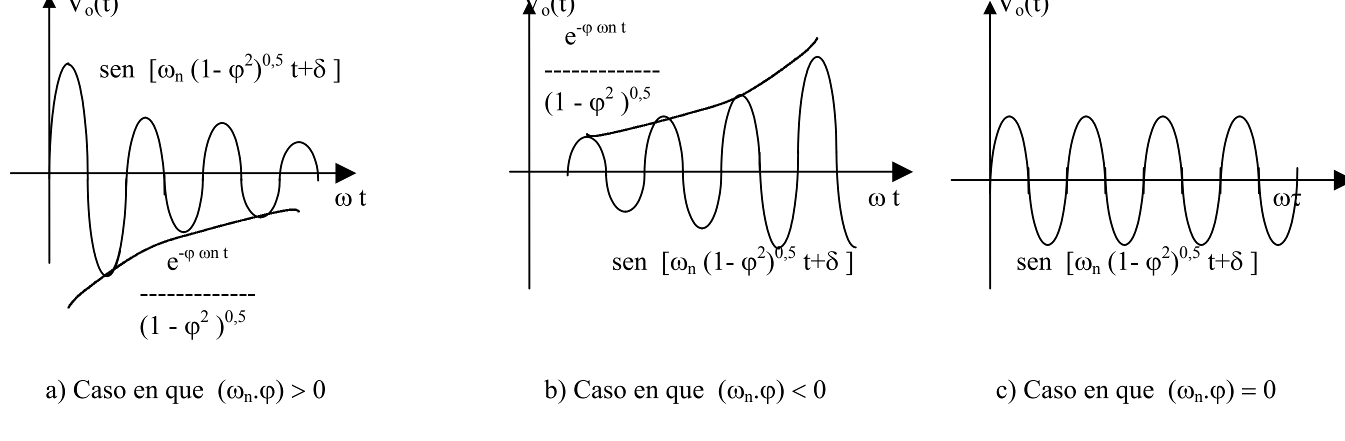
Entonces volviendo a nuestra función transferencia a lazo cerrado, si tomamos como señal de excitación un impulso unitario, para este caso la salida será:

$$A_{Vaf} = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = A_{Vmf} \cdot \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\,\varphi\,\omega_n\,s + \omega_n^2} \qquad \text{con} \qquad V_s(s) = 1$$

$$V_o(s) = \frac{A_{Vmf} \cdot \omega_n^2}{s^2 + 2\,\varphi\,\omega_n\,s + \omega_n^2}$$ cuya antitransformada nos proporciona $V_o(t)$:

$$V_o(t) = \frac{e^{-\varphi\,\omega n\,t}}{(1 - \varphi^2)^{0,5}} \cdot \text{sen}\,[\omega_n\,(1 - \varphi^2)^{0,5} \cdot t + \delta] \qquad \text{(XIII.2.)}$$

cuya representación gráfica se puede observar en la figura XIII.3. para tres casos diferentes, que corresponden a diferentes valores del producto $(\varphi\ \omega_n)$:



a) Caso en que $(\omega_n.\varphi) > 0$ b) Caso en que $(\omega_n.\varphi) < 0$ c) Caso en que $(\omega_n.\varphi) = 0$

Figura XIII.3.

en consecuencia, en el dominio temporal (antitransformando) y aún sin señal presente a la entrada (Vs = 0) ya que el impulso puede ser interpretado a consecuencia de cualquier transitorio que se registre en el circuito, la tensión de salida resulta ser una señal senoidal afectada por una función exponencial por lo que la amplitud de la misma se verá afectada dependiendo del valor que adopte la parte real de dichos polos complejos conjugados pudiéndose observar los tres casos representados en la figura precedente y que corresponden a sistemas realimentados con moderada inestabilidad para el caso XIII.3.a) y con alto grado de inestabilidad para los casos XIII.3.b) y XIII.3.c).

Cabe aclarar que para el caso de dos polos, tal como el ejemplo numérico que estuvimos relacionando el lugar de raíces establece que no existe la posibilidad de que la parte real de los polos a lazo cerrado se haga cero o mucho menos positiva por lo que la respuesta típica frente a un transitorio es la de una oscilación amortiguada tal como lo representa la figura XIII.3.a).

Cuanto mayor sea la parte real negativa de los polos a lazo cerrado (comparada con la parte imaginaria) más rápidamente se extinguirá la oscilación y el caso límite correspondiente a un margen de fase de 45° correspondió a una magnitud de la parte imaginaria alrededor de una vez y media la parte real. A partir de dicho límite si se aumenta la realimentación la parte imaginaria de los polos a lazo cerrado pasa a ser mas importante y la oscilación perdura

durante un número mayor de períodos. El margen de fase se reduce por debajo de 45° y el sistema se torna francamente inestable.

Volviendo a la figura XIII.3.c) la ultima de las posibilidades corresponde a una señal senoidal de amplitud constante que es lo que se busca en un circuito oscilador por lo que concluimos que todo oscilador deberá contar en su transferencia con polos complejos conjugados ubicados en el eje imaginario (imaginarios puros y conjugados). Entre los osciladores comunes se incluyen los osciladores con puente de Wien, de desplazamiento de fase, Colpitts y Hartlely, alguno de los cuales serán examinados en el presente trabajo.

En esta instancia cabe aclarar que para que los polos complejos conjugados del sistema a lazo cerrado pasen al semiplano derecho una posibilidad es que el amplificador básico disponga de tres o más polos de alta frecuencia tal como se mostró en una de las figuras con ayuda del Bode Viewer y otra alternativa es que la red de realimentación deje de ser resistiva pura como ocurre en los amplificadores y pase a contener elementos reactivos. Esto mismo es lo que ocurría en el circuito derivador teórico o inestable en el que como pudo probarse tiene lugar la condición de oscilación.

XIII.3.- CIRCUITOS OSCILADORES TIPICOS:

Volviendo a nuestro problema comenzaremos estudiando el circuito mostrado en la figura XIII.4 ya que muchos de los osciladores estándar se pueden modelar de esta forma.

Si en dicha figura Z_1 y Z_2 son capacitores y Z_3 es un inductor, el circuito se conoce como oscilador Colpitts, en cambio si Z_1 y Z_2 son inductores y Z_3 es un capacitor, el circuito es un oscilador Hartley. En este circuito R_o es en principio, la resistencia de salida del amplificador operacional.

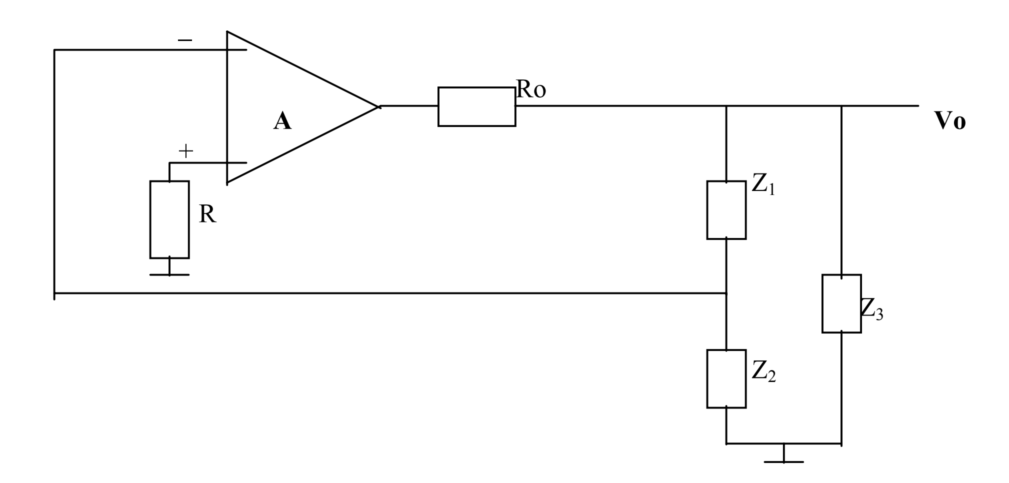


Figura XIII.4.

El diagrama dipolar oportunamente presentado (Capítulo VII) en la Figura VII.5. es también un buen modelo para estudiar a los osciladores en su inicio, con aclaración de que al contrario de la realimentación negativa mostrada en los amplificadores realimentados, en los osciladores la realimentación debe hacerse positiva, característica ésta que es contemplada por el circuito de la figura XIII.4.

Muchos osciladores prácticos, los más comunes, se pueden modelar según dicho esquema que para este caso puede considerarse como un amplificador realimentado sin excitación exterior y con una configuración tipo Tensión-Serie (si la eventual excitación exterior se volcara sobre el terminal no inversor), para la cual:

$$\beta = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

El amplificador básico sin realimentar pero cargado con la red de realimentación se observa en la figura XIII.5.

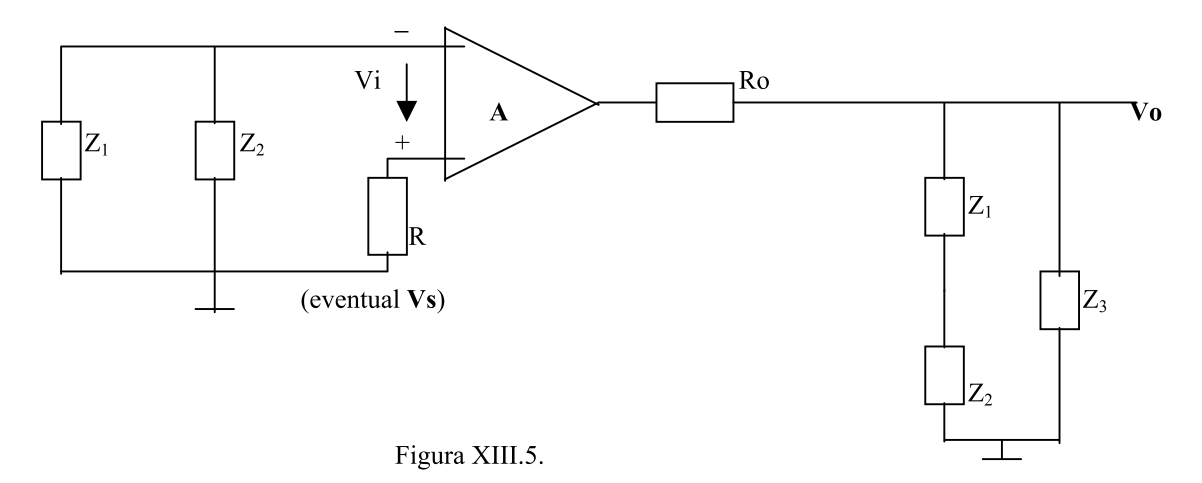


Figura XIII.5.

Aquí la Ganancia de Tensión del circuito sin realimentar se puede determinar haciendo:

$$A_V = \frac{Vo}{Vi} = A \cdot \frac{Z_3 // (Z_1 + Z_2)}{Z_3 // (Z_1 + Z_2) + Ro} = A \cdot \frac{Z_3 \cdot (Z_1 + Z_2)}{Z_3 \cdot (Z_1 + Z_2) + Ro \cdot (Z_1 + Z_2 + Z_3)}$$

$$A_{Vs} = \frac{Vo}{Vs} = A \cdot \frac{Z_3 \cdot (Z_1 + Z_2)}{Z_3 \cdot (Z_1 + Z_2) + Ro \cdot (Z_1 + Z_2 + Z_3)} \cdot \frac{Rid}{(Z_1 // Z_2) + Rid + R}$$

En consecuencia la transferencia del lazo ($A_{Vs} .\beta$) :

$$A_{Vs} .\beta = A \cdot \frac{Z_3 \cdot (Z_1 + Z_2)}{Z_3 \cdot (Z_1 + Z_2) + Ro \cdot (Z_1 + Z_2 + Z_3)} \cdot \frac{Rid}{(Z_1 // Z_2) + Rid + R} \cdot \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Si se trata del oscilador Colpitts, tal como se dijo Z_1 y Z_2 son sendos condensadores C_1 y C_2 y Z_3 esta conformada por un inductor L, de modo que considerando Rid mucho mayor que $[(Z_1//Z_2) + R]$ y reemplazando dichas impedancias en las ecuaciones anteriores:

$$A_{Vs} = A \cdot \frac{s \cdot L \cdot \left(\frac{1}{s C_1} + \frac{1}{s C_2} \right)}{s \cdot L \cdot \left(\frac{1}{s C_1} + \frac{1}{s C_2} \right) + Ro \cdot \left(\frac{1}{s C_1} + \frac{1}{s C_2} + s \cdot L \right)} \quad ; \quad \beta = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

con lo que operando y llamando $C_{eq} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$ la ganancia a lazo cerrado $A_{Vsf} = \frac{A_{Vs}}{1 + \beta \ A_{Vs}}$

$$A_{Vs} = A \cdot \frac{s \cdot (L/ Ro)}{s^2 \cdot L \cdot C_{eq} + s \cdot (L/Ro) + 1} \qquad A_{Vsf} = \frac{A \cdot \frac{s \cdot (L/ Ro)}{s^2 \cdot L \cdot C_{eq} + s \cdot (L/Ro) + 1}}{1 + A \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{s \cdot (L/ Ro)}{s^2 \cdot L \cdot C_{eq} + s \cdot (L/Ro) + 1}}$$

$$A_{Vsf} = \frac{A \cdot s \cdot (L/Ro)}{s^2 \cdot L \cdot C_{eq} + s \cdot \left(\frac{L}{Ro}\right) + 1 + A \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot s\left(\frac{L}{Ro}\right)}$$

finalmente la transferencia a lazo cerrado resulta ser:

$$A_{Vsf} = \frac{A \cdot s \cdot (L/Ro)}{s^2 \cdot L \cdot C_{eq} + s \cdot \left(\frac{L}{Ro}\right)\left(1 + A \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2}\right) + 1} \qquad (XIII.3.)$$

y si en esta última se impone la condición que la reactancia inductiva sea muy inferior a la resistencia de salida, para lo cual en ocasiones debe agregarse un resistor físico en serie con la salida del Op.Amp., la transferencia se reduce tal como se indica seguidamente.

$$A_{Vsf} = \frac{A \cdot s \cdot \frac{1}{Ro \cdot C_{eq}}}{s^2 + \frac{1}{L \cdot C_{eq}}} \qquad (XIII.4.)$$

vale decir que la misma dispone de polo en:

$$s = \sqrt{-\frac{1}{L \cdot C_{eq}}} \qquad \text{así:} \quad \begin{vmatrix} s_1 = +j\,\omega_o \\ s_2 = -j\,\omega_o \end{vmatrix} \qquad \text{con} \qquad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L\ C_{eq}}} \qquad (XIII.5.)$$

Vale decir que se tienen dos polos imaginarios puros y conjugados por lo que oscilará a la frecuencia de dicho polos:

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L\ C_{eq}}} \qquad (XIII.5'.)$$

La condición ($\omega L / Ro$) pequeña significa que la parte real de tales polos sea despreciable, de modo que el amortiguamiento o la exponencial asociada a la ecuación:

$$Ke \cdot e^{-(L/Ro)\,t} \cdot \operatorname{sen}(2 \cdot \pi \cdot F_o \cdot t)$$

pueda despreciarse y la amplitud de la señal senoidal a la salida permanezca constante. De esta forma un transitorio en el circuito puede ser interpretado por éste como un impulso unitario para Vs, por lo que a la salida se tendrá:

$$Vo\,(s)_ = K \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \qquad \text{con} \qquad K = A \cdot \frac{1}{Ro \cdot C_{eq}}$$

por lo que antitransformando, la tensión de salida resulta: $Vo\,(t) = K \cdot \cos(\omega_o\ t)$

que era lo buscado, debiendo conseguirse que además de la amplitud K también la frecuencia f_o sea estable.

Un ejemplo práctico de este tipo de oscilador Colpitts se presenta en la figura XIII.6 El valor de los componentes se seleccionan para una polarización adecuada para el transistor. Como ejemplo supongamos que:

$R = r_{be} \,//\, R_b = 1$ KOhm , como el valor típico de $r_{be} = 1$ KOhm esto supone que $R_B >> 1$ KOhm.

Si además suponemos que $gm = 0,4$ mA/V, lo cual implica una I_{CQ} =10 mA por lo que ello se puede lograr con

$R_E = 1$ KOhm - $I_{CQ} \cdot R_E = 10$ V - $V_{CEQ} = 5$ V y Vcc = 15 V. Si además $h_{FE} = 100$ y $R_B = 10$ KOhm

$$V_{BB} = I_{CQ} \cdot R_E + V_{BEu} = 10 + 0,7 = 11 \text{ V}$$

El circuito equivalente de señal se representa en la figura XIII.7.

Supongamos requerirse una frecuencia de oscilación de 712 KHz. Como

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \; C_1 \cdot C_2 \; / (C_1 + C_2)}}$$

se tienen solo una ecuación y tres incognitas. Debemos adoptar dos de ellas. Supongamos $C_1 = C_2 = 1$ nF $= 10^{-9}$ F

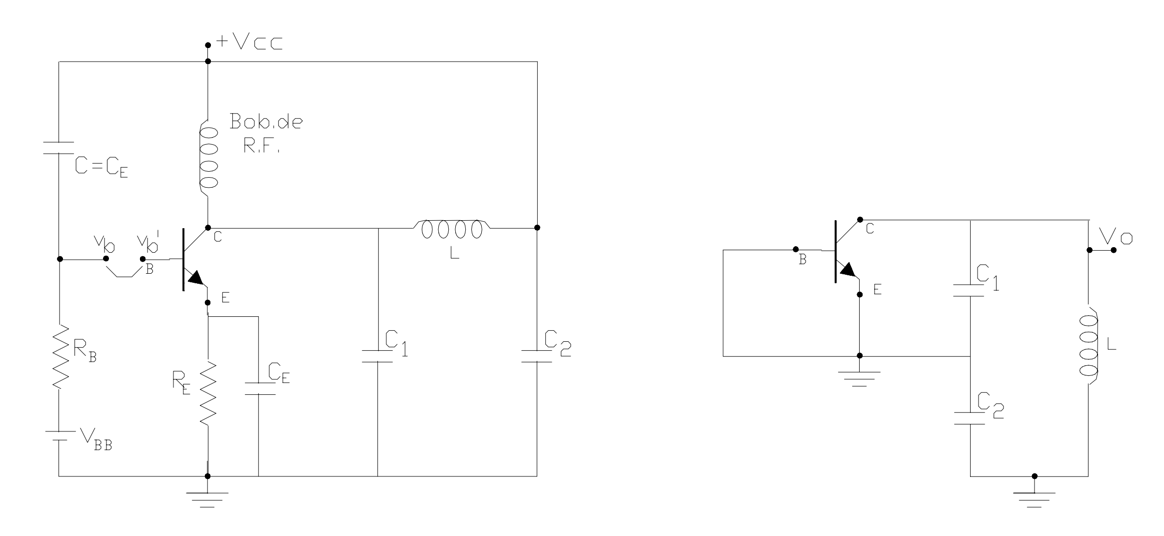


Figura XIII.6. Figura XIII.7.

entonces:

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (L \cdot 5 \cdot 10^{-10})^{0,5}}$$

$$F_o^2 = \frac{1}{(6,28)^2 \cdot L \cdot 5 \cdot 10^{-10}} \qquad \text{por lo que} \qquad L = \frac{1}{39,44 \cdot 5 \cdot 10^{-10} \cdot (712 \cdot 10^3)^2}$$

$L = 100$ µHy es un inductor realizable. Se puede comprobar que la transferencia válida para el lazo cerrado (Vb / Vb') se puede hallar considerando el circuito equivalente de salida de la figura XIII.8. en donde:

$$\frac{Vb}{Vb'} = \frac{-\,gm}{s^3 \, L \, R \, C_1 \, C_2 + s^2 \, L \, C_1 + s \, (R \, C_1 + R \, C_2) + 1}$$

en nuestro caso:

$$L \, R \, C_1 \, C_2 = 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 \cdot 10^{-18} = 10^{-19}$$

$$L\,C_1 = 0{,}1 \,.\, 10^{-3} \,.\, 10^{-9} = 10^{-13}$$

$$R\,C_1 + R\,C_2 = \,.\, 10^{3} \,.\, 10^{-9} + 10^{3} \,.\, 10^{-9} = 2 \,.\, 10^{-6}$$

por lo tanto:

$$\frac{Vb}{Vb'} = \frac{-0{,}4}{s^3 \,.\, 10^{-19} + s^2 \,.\, 10^{-13} + s \,.\, 2 \,.\, 10^{-6} + 1}$$

que se puede factoriar haciendo:

$$\frac{Vb}{Vb'} = \frac{-0{,}4}{(2 \,.\, 10^{-6} \,.\, s + 1)\,(s^2 \,.\, 5 \,.\, 10^{-14} + s \,.\, 2{,}5 \,.\, 10^{-8} + 1)}$$

observándose que esta expresión posee un polo real y negativo en

$$p = -\frac{1}{2 \,.\, 10^{-6}} = -0{,}5 \,.\, 10^{6}$$

mientras que resolviendo la ecuación de segundo orden:

$$s^2 \,.\, 5 \,.\, 10^{-14} + s \,.\, 2{,}5 \,.\, 10^{-8} + 1 = 0$$

surgen los otros dos polos complejos conjugados en:

$$p_{1,2} = \frac{-2{,}5 \,.\, 10^{-8}}{10^{-13}} \pm \sqrt{\left(\frac{2{,}5 \,.\, 10^{-8}}{10^{-13}}\right)^2 - \frac{1}{5 \,.\, 10^{-19}}}$$

$$p_{1,2} = -2{,}5 \,.\, 10^{5} \pm \sqrt{-1993{,}75 \,.\, 10^{10}} \quad \text{con:} \quad \begin{aligned} p_1 &= -2{,}5 \,.\, 10^{5} + j\,44.65 \,.\, 10^{5} \\ p_2 &= -2{,}5 \,.\, 10^{5} - j\,44.65 \,.\, 10^{5} \end{aligned}$$

notándose que la parte imaginaria es un orden de magnitud superior a la parte real (amortiguamiento despreciable) y en donde la frecuencia de oscilación es:

$$F = \frac{44{,}65 \,.\, 10^{5}}{6{,}28} = 711 \text{ KHz}$$ que era lo buscado.

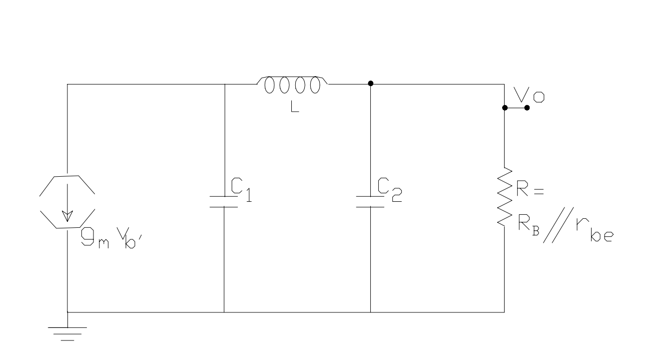


Figura XIII.8.

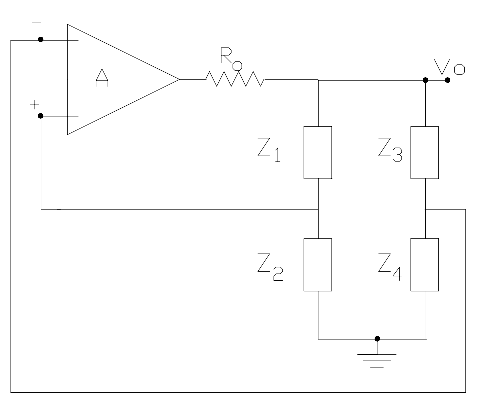


Figura XIII.9.

El oscilador Puente de Wien se consigue modificando la red de realimentación, tal como se indica en la figura XIII.9. Se observa que la conformación de impedancia Z_1, Z_2, Z_3 y Z_4 establecen un circuito tipo puente en donde la entrada del Op. Amp. se conecta como para amplificar algún desbalance que se detecte en el circuito puente.

Como se dijo el oscilador tipo puente de Wien en el que las impedancias Z_3 y Z_4 son resistivas puras en tanto que en las posiciones de Z_1 y Z_2 se colocan circuitos tipo R C tal como se indica en el circuito de la figura XIII.10.

Como en el circuito tipo puente la condición de equilibrio del mismo se obtiene cumpliendo:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{Z_3}{Z_4} \qquad \text{(XIII.6.)}$$

Para lograrlo se deberá considerar que:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{1}{s\,C_1\,R_2}\,(1 + s\,C_1\,R_1)\,.\,(1 + s\,C_2\,R_2)$$

De modo que si, por ejemplo: $C = C_1 = C_2$ y $R = R_1 = R_2$

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{1}{s\,C\,R}\,(1 + s\,C\,R)^2$$

Entonces en el régimen armónico, llamando

$$\omega_o = \frac{1}{C\,.\,R}$$

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{1}{j\,\dfrac{\omega}{\omega_o}}\left(1 + j\,\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 = \frac{1}{j\,\dfrac{\omega}{\omega_o}}\left(1 + j\,2\,\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right)$$

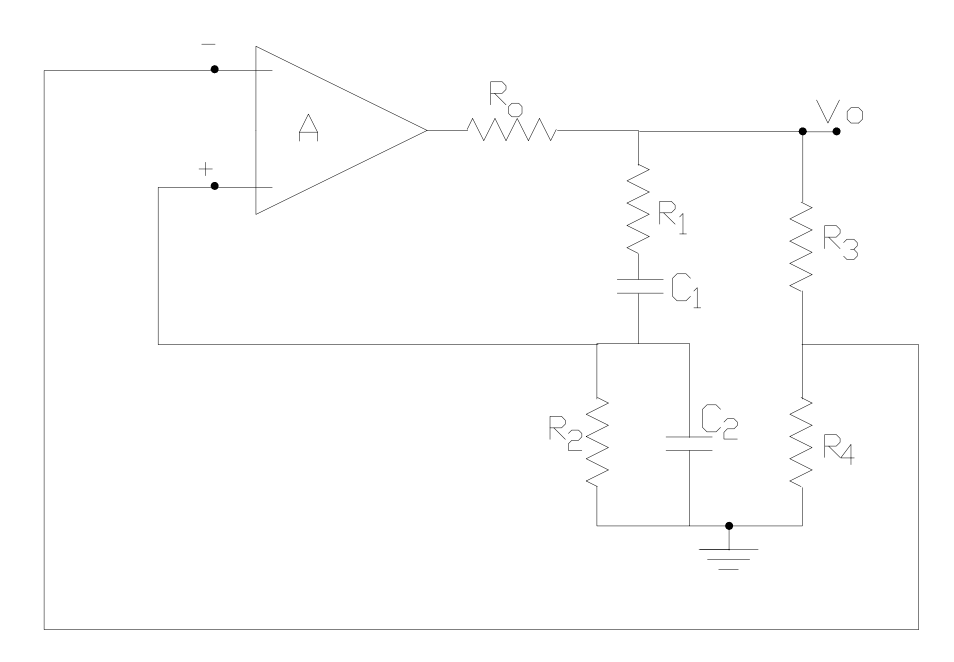


Figura XIII.10.

$$\frac{R_3}{R_4} = -j\frac{\omega_o}{\omega} + 2 + j\frac{\omega}{\omega_o} = 2 + j\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)$$

luego para $\omega = \omega_o$ ello implica que $\frac{R_3}{R_4} = 2$

y el equilibrio significa que Vi = 0 y aún así Vo a la salida es distinta de cero, lo cual implica que el circuito oscila a la frecuencia Fo.

Esta topología presenta una fundamental ventaja respecto a las configuraciones Colpitts y Hartley y es que no emplea ningún componente inductor L, lo cual lo hace más sencillo de realizar, menos pesado, menos voluminoso y por fin, también menos costoso. Un circuito práctico en este caso puede ser el que se indica en la figura XIII.11. En dicho circuito, si por ejemplo:

$R_3 = 100$ KOhm y $R_4 = 50$ KOhm

entonces: $\frac{R_3}{R_4} = 2$ y si además: C = 159 pF y R = 10 KOhm

resulta:

$$F_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 159 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{4}} = 100 \text{ KHz}$$

Para el estudio de la estabilidad o condición de oscilación consideraremos que el conjunto Op. Amp. R_3 y R_4 dan como resultado un amplificador tal que a lazo cerrado posee una ganancia en frecuencias medias que como sabemos es:

$$A_{mf} = \frac{A_m}{D} = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$, una frecuencia de corte superior $F_{csf} = D \cdot F_{cs}$

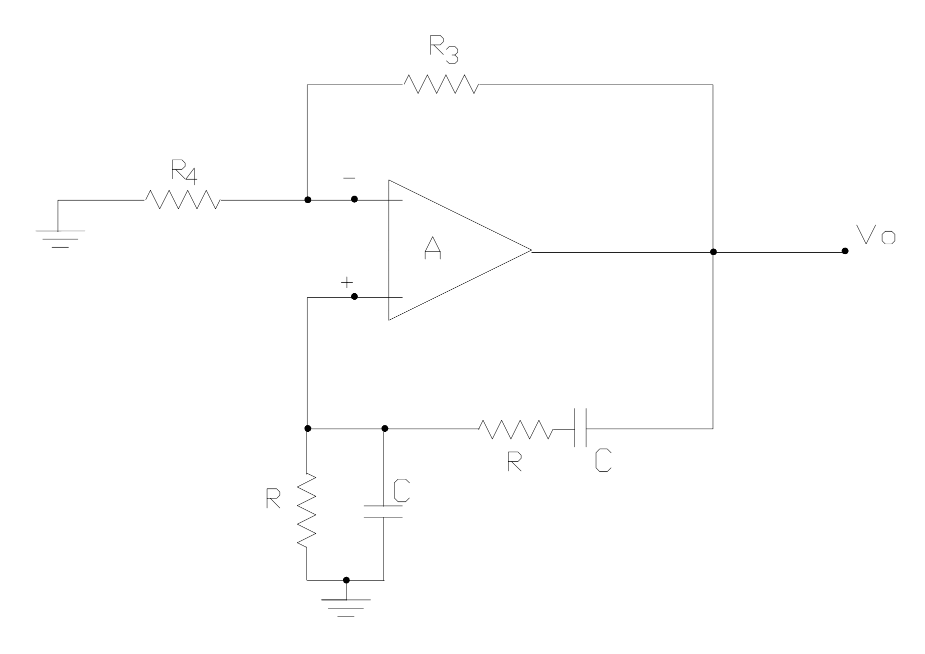


Figura XIII.11

y una resistencia de entrada de valor: $R_{isf} = D \cdot R_{is} = D \cdot [R_{id} + (R_3 // R_4)]$

siendo A_m y F_{cs} y R_{id} la ganancia, el ancho de banda y la resistencia de entrada diferencial del amplificador operacional a lazo abierto en tanto que a lazo cerrado:

$$A_{af}(s) = \frac{A_{mf}}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)} \quad \text{con} \quad p_1 = -\frac{1}{2 \,.\, \pi \,.\, F_{csf}}$$

Entonces para un adecuado funcionamiento deberá cumplirse que $F_o < \frac{F_{csf}}{10}$

Así para una eventual señal que estuviese aplicada en el terminal no inversor en conjunto con la red de realimentación, formada por el divisor R C serie, R C paralelo el circuito a estudiar sería el que indica en la figura XIII.12. En dicho circuito se tiene:

$$I(s) = (V_i - V_s) \,.\, \left(\frac{1}{R} + s\,C\right) \qquad \text{(XIII.7.)}$$

$$I(s) = \frac{(V_o - V_i)}{\left(R + \frac{1}{s\,C}\right)} \qquad \text{(XIII.8.)}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{mf}}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)} \qquad \text{(XIII.9.)}$$

entonces igualando XIII.7.) y (XIII.8.):

$$(V_i - V_s) \,.\, \left(\frac{1}{R} + s\,C\right) = (V_o - V_i) \,.\, \frac{1}{\left(R + \frac{1}{s\,C}\right)}$$

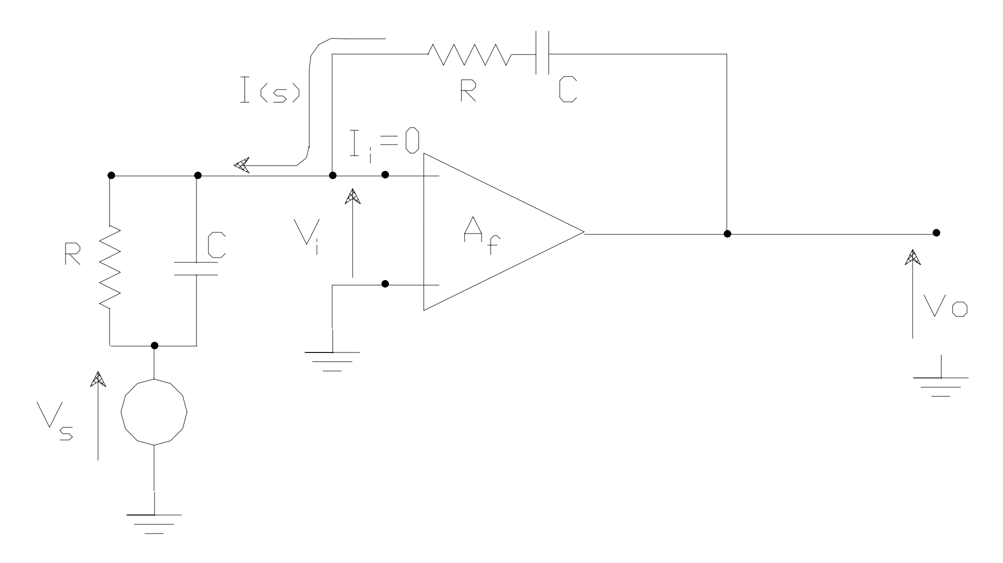


Figura XIII.12

$$V_i \left(\frac{1 + s C R}{R} \right) - V_s \left(\frac{1 + s C R}{R} \right) = V_o \left(\frac{s C}{1 + s C R} \right) - V_i \left(\frac{s C}{1 + s C R} \right)$$

reemplazando V_i mediante la expresión (XIII.9.):

$$V_o \left[\frac{1 + (s/p_1)}{A_{mf}}\right] \left(\frac{1 + s C R}{R} \right) - V_s \left(\frac{1 + s C R}{R} \right) = V_o \left(\frac{s C}{1 + s C R} \right) - V_o \left(\frac{s C}{1 + s C R} \right) \left[\frac{1 + (s/p_1)}{A_{mf}}\right]$$

agrupando y operando matemáticamente:

$$V_s \left(\frac{1 + s C R}{R} \right) = V_o \left\{ \left[\frac{1 + (s/p_1)}{A_{mf}}\right] \left(\frac{1 + s C R}{R} \right) - \left(\frac{s C}{1 + s C R} \right) + \left(\frac{s C}{1 + s C R} \right) \left[\frac{1 + (s/p_1)}{A_{mf}}\right] \right\}$$

$$V_s \,(1 + s C R) = V_o \left\{ \frac{[1 + (s/p_1)]\,(1 + s C R)^2 - s C R\, A_{mf} + s C R\, [1 + (s/p_1)]}{A_{mf}\,(1 + s C R)} \right\}$$

luego, la transferencia es:

$$\frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \left\{ \frac{(1 + s C R)^2\, A_{mf}}{[1 + (s/p_1)]\,(1 + s C R)^2 - s C R\, A_{mf} + s C R\, [1 + (s/p_1)]} \right\}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \left\{ \frac{(1 + s C R)^2\, A_{mf}}{[1 + (s/p_1)]\,(s^2 C^2 R^2 + 3 s C R + 1) - A_{mf}\, s C R} \right\}$$

Entonces si solo se desea analizar dicha transferencia hasta frecuencias de solo una década por debajo de la frecuencia de corte F_{csf}

$$[1 + (s/p_1)] = 1 \qquad \text{y en consecuencia}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \left[\frac{(1 + s C R)^2\, A_{mf}}{s^2 C^2 R^2 + s C R\,(3 - A_{mf}) + 1} \right] \qquad \text{(XIII.10.)}$$

Cuyos polos son:

$$s_{1,2} = \frac{-(3 - A_{mf})\, C R}{2\, C^2 R^2} \pm \sqrt{\frac{(3 - A_{mf})^2 C^2 R^2}{4 C^4 R^4} - \frac{4 C^2 R^2}{4 C^4 R^4}}$$

$$s_{1,2} = \frac{-(3 - A_{mf})}{2\, C R} \pm \sqrt{\frac{(3 - A_{mf})^2}{4 C^2 R^2} - \frac{1}{C^2 R^2}} \qquad \text{(XIII.11.)}$$

Para obtener polos complejos conjugados debe cumplirse que: $1 < A_{mf} < 5$ en tanto que para que los mismos sean imaginarios puros:

$$A_{mf} = 3 \qquad \text{y por lo tanto} \qquad s_{1,2} = \pm\, j \frac{1}{C R}$$

y en consecuencia, para los componentes de nuestro ejemplo numérico comprobamos que:

$$A_{mf} = \frac{A_m}{D} = 1 + \frac{R_3}{R_4} = 1 + \frac{100\ KOhm}{50\ KOhm} = 3$$

Con lo que

$$s_1 = + j\ 628\ Krad/seg \qquad y \qquad s_2 = - j\ 628\ Krad/seg$$

Un oscilador con redes de desplazamiento de fase se ajusta al esquema de amplificador realimentado como se observa en la figura XIII.13. Se trata de una configuración operacional inversor en la que la red de realimentación esta conformada por una red RC, tal que a la frecuencia de oscilación produce una rotación de fase de -180 º a los efectos de que a dicha frecuencia la realimentación se transforma en positiva.

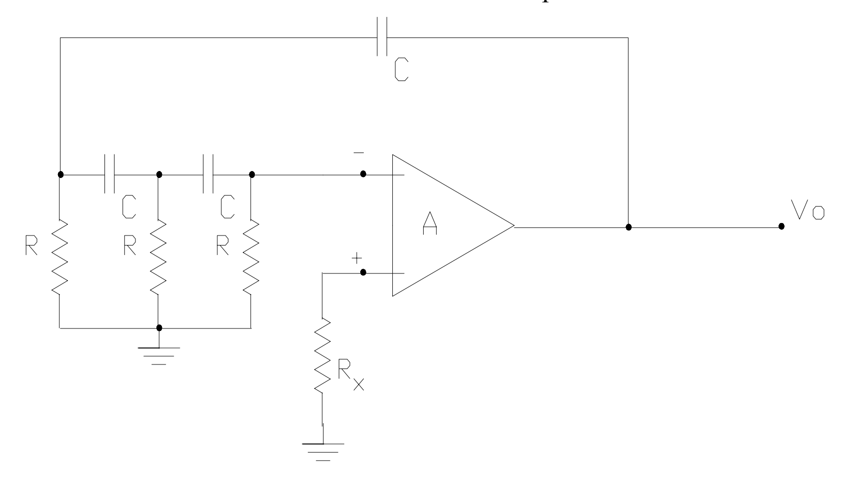


Figura XIII.13.

Como se tienen tres celdas R C, cada una debe incorporar una fase de -60 º con lo que:

$$\text{arctag}\left(\frac{1}{\omega_o \cdot C \cdot R}\right) = 60\ º \qquad \text{por lo tanto} \qquad \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C \cdot R}\right) = 1{,}73$$

En consecuencia:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1{,}73 \cdot C \cdot R}$$

En la práctica, se requieren más de tres redes R C debido a que cada sección carga a la anterior y, en consecuencia, cambia su característica. Una alternativa a utilizar más de tres redes R C es añadir una etapa separadora (buffer) entre cada par de redes con el fin de reducir los efectos de carga.

Otro circuito que responde a este tipo de oscilador es el que se indica en la figura XIII.14. Si en él, por ejemplo R = 10 Rs entonces dado que el Op. Amp en conjunto con la red R_f y Rs forman un amplificador operacional inversor en el cual la ganancia es:

$$A_{Vf} = - \frac{R}{Rs} = - 10$$

en este caso las tres celdas R C deben introducir una atenuación de 2,155 cada una a los efectos de que el módulo del producto (β . A) sea unitario a la frecuencia de oscilación, con lo cual partiendo de la transferencia de cada celda como si se tratara de un divisor de tensión:

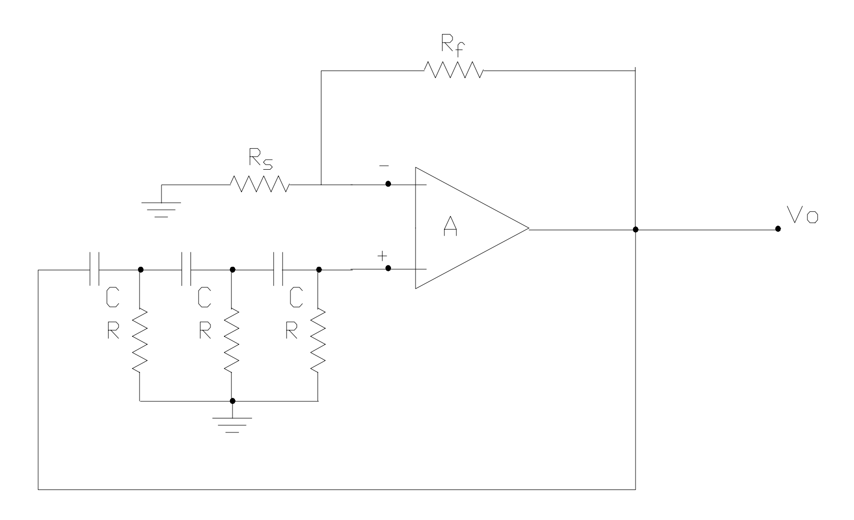


Figura XIII.14

.

$$\frac{s\,C\,R}{1 + s\,C\,R} \quad \text{que en el régimen armónico es} \quad \frac{j\,\dfrac{\omega}{\omega_1}}{1 + j\,\dfrac{\omega}{\omega_1}} \quad \text{con} \quad \omega_1 = \frac{1}{C\,R}$$

que separando en módulo y fase resulta:

$$\frac{\dfrac{\omega_o}{\omega_1}}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{\omega_o}{\omega_1}\right)^2}} = 2{,}155 \qquad \text{por lo tanto} \qquad \frac{\omega_o}{\omega_1} = 0{,}57735$$

$$\phi = 90^{\circ} - \operatorname{arctag} \frac{\omega_o}{\omega_1} = 60^{\circ} \qquad \text{y en consecuencia} \qquad F_o = \frac{1}{2\,.\,\pi\,.\,1{,}73\,.\,C\,.\,R}$$

es decir idéntica expresión a la propuesta para el circuito precedente.

Entonces, si se desea una frecuencia de oscilación F_o = 100 KHz. por ejemplo, si seleccionamos un capacitor C = 30 pF determinamos:

$$R = \frac{1}{6{,}28\ .\ 1{,}73\ .\ 30\ .\ 10^{-12}\ .\ 10^{5}} = 30\ \text{KOhm} \qquad \text{eligiendo} \qquad R = 33\ \text{KOhm}$$

entonces:

$$F_1 = \frac{1}{6{,}28\ .\ 30\ .\ 10^{-12}\ .\ 33\ .\ 10^{3}} = 160{,}8\ \text{KHz}$$

con lo cual la frecuencia de resonancia se ubicará en: $F_o = \dfrac{F_1}{1{,}73} = \dfrac{160.800}{1{,}73} = 93\ \text{KHz}$

Por último, en la figura XIII.15.a. se muestra un oscilador muy simple que se puede construir utilizando un cristal piezoeléctrico, mejor conocido como cristal de cuarzo, y un inversor. Como el modelo eléctrico del cristal es un circuito resonante, tal como se indica en la figura XIII.15.b., mediante el circuito propuesto se puede conseguir un control muy preciso de la frecuencia, así como estabilidades en el intervalo de varias partes por millón en la variación de frecuencia sobre un rango de temperaturas de operación típico. Para su realización se encuentran disponibles cristales de cuarzo en frecuencias de 10 KHz a 10 MHz..

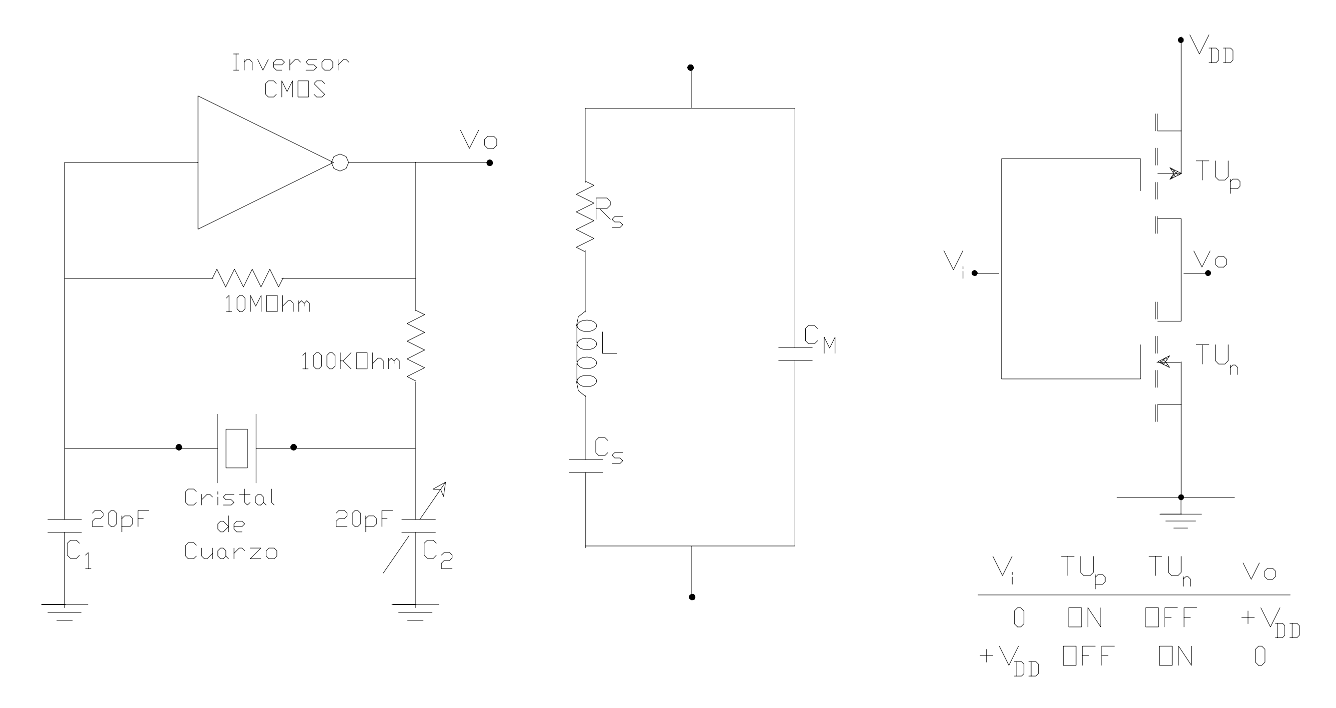


Figura XIII.15.a. Figura XIII.15.b. Figura XIII.15.c.

A título informativo en la figura XIII.15.c se presenta un circuito Inversor CMOS típico que se podría utilizar en el oscilador a cristal.

XIII.4.- MULTIPLICADOR ANALOGICO A BASE DE TRANSISTORES BIPOLARES:

Cuando se estudió la linealidad de un amplificador diferencial se estableció que, dado el circuito indicado en la figura XIII.16., y a partir de la ecuación (IV.48.) el valor total de las corrientes en cada rama de dicho circuito resultó ser:

$$i_{c1} = \frac{I_{CQ3}}{1 + e^{(v_d / V_T)}} \quad \text{e} \quad i_{c2} = \frac{I_{CQ3}}{1 + e^{-(v_d / V_T)}}$$

entonces la tensión de salida diferencial entre ambos colectores resulta ser:

$$v_o = (i_{c1} - i_{c2}) \; . \; R_C = \Delta i_c \; . \; R_C$$

y dado que matemáticamente se puede demostrar que:

$$\Delta i_c = I_{CQ3} \; . \; \tanh \frac{v_d}{2 \; . \; V_T}$$

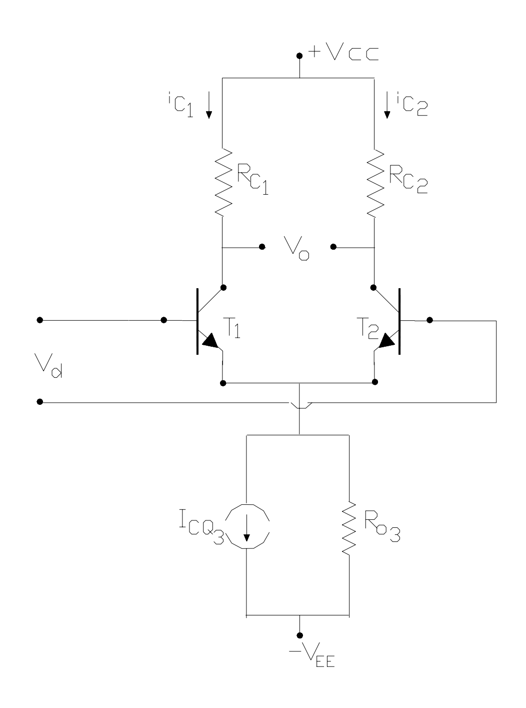


Figura XIII.16.

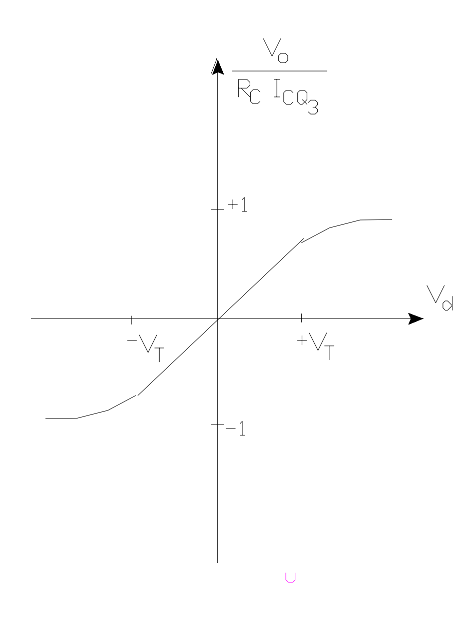


Figura XIII.17.

resulta que dicha tensión de salida diferencial es:

$$v_o = R_C \cdot I_{CQ3} \cdot \tanh \frac{v_d}{2\ V_T}$$

que representada en forma normalizada se presenta en la figura XIII.17. En ella y tal como se viera con anterioridad, si la tensión de excitación de modo diferencial (v_d) se limita por debajo de la tensión térmica (V_T = 25 mV) dicha curva de transferencia se puede aproximar a la linealidad de modo que con un error inferior al 20 % se puede considerar:

$$\Delta i_c = I_{CQ3} \cdot \frac{v_d}{2 \cdot V_T} \qquad \text{y en consecuencia} \qquad v_o = R_C \cdot I_{CQ3} \cdot \frac{v_d}{2 \cdot V_T}$$

Ahora, si con una segunda señal hacemos variar la corriente de la fuente de corriente I_{C3} cambiando la fuente $-V_{EE}$ por una segunda señal v_{i2} se tendrá que:

$$I_{C3} = \frac{v_{i2} - V_{Beu}}{R} \qquad \text{y entonces la tensión de salida será:} \qquad v_o = R_C \cdot \frac{v_{i2} - V_{BEu}}{R} \cdot \frac{v_d}{2 \cdot V_T}$$

de modo que el circuito así concebido funciona como multiplicador de las señales v_{i2} y v_d entre sí y se puede concretar con el esquema que se indica en la figura XIII.18. en donde $v_{i1} = v_d$.

Sin embargo dado que para que el esquema espejo salga de la condición de corte se debe superar la tensión de umbral base emisor, la segunda señal de entrada debe ser: $v_{i2} > 0{,}7$ V por lo que el circuito puede multiplicar solo a partir de dicho umbral y en consecuencia recibe la denominación de multiplicador de dos cuadrantes, siendo esta una importante restricción en aplicaciones de sistemas de telecomunicaciones.

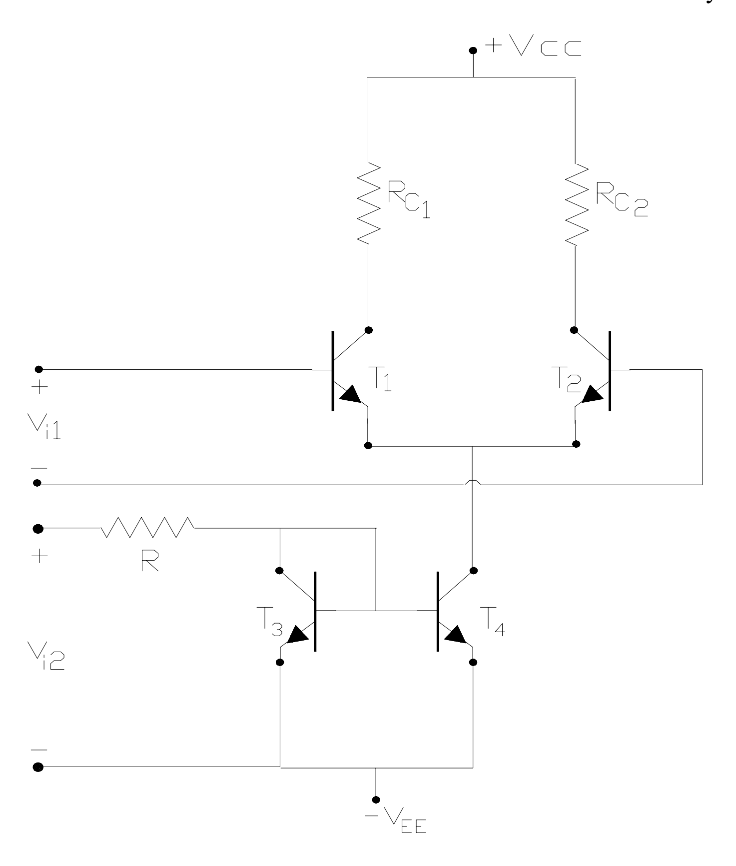


Figura XIII.18.

Dicha limitación se puede subsanar mediante una configuración circuital tal como la que se representa en la figura XIII.19. , que es conocida como Multiplicador GILBERT. En este nuevo circuito se trata de producir una multiplicación entre dos señales que puedan variar en sentido positivo o negativo un cierto rango de tensión operando linealmente, principio operativo que se reconoce como multiplicador de cuatro cuadrantes.

En dicho circuito:

$$i_{c3} = \frac{i_{c1}}{1 + e^{-(v_1/V_T)}} \quad \text{e} \quad i_{c4} = \frac{i_{c1}}{1 + e^{(v_1/V_T)}}$$

y en forma similar:

$$i_{c6} = \frac{i_{c2}}{1 + e^{-(v_1/V_T)}} \quad \text{e} \quad i_{c5} = \frac{i_{c2}}{1 + e^{(v_1/V_T)}}$$

mientras que también:

$$i_{c1} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{-(v_2/V_T)}} \quad \text{e} \quad i_{c2} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{(v_2/V_T)}}$$

En consecuencia:

$$\Delta i_c = i_{c3\text{-}4} - i_{c5\text{-}6} = i_{c3} + i_{c5} - (i_{c4} + i_{c6})$$

$$\Delta i_c = (i_{c3} - i_{c6}) - (i_{c4} - i_{c5})$$

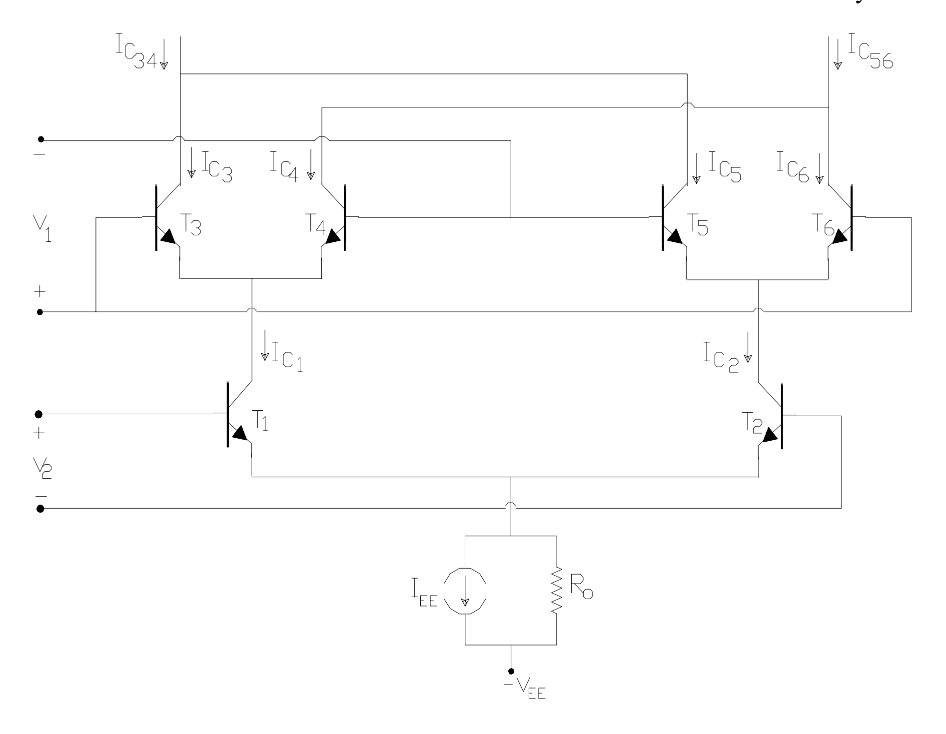


Figura XIII.19.

luego:

$$\Delta i_c = \frac{I_{EE}}{[1 + e^{-(v_1/V_T)}]\,[1 + e^{-(v_2/V_T)}]} - \frac{I_{EE}}{[1 + e^{-(v_1/V_T)}]\,[1 + e^{(v_2/V_T)}]} -$$

$$- \left\{\frac{I_{EE}}{[1 + e^{(v_1/V_T)}]\,[1 + e^{-(v_2/V_T)}]} - \frac{I_{EE}}{[1 + e^{(v_1/V_T)}]\,[1 + e^{(v_2/V_T)}]}\right\}$$

con lo cual introduciendo la definición de la tangente hiperbólica se tiene:

$$\Delta i_c = I_{EE} \;.\; \tanh\left(\frac{v_1}{2 \,.\, V_T}\right) \;.\; \tanh\left(\frac{v_2}{2 \,.\, V_T}\right) \qquad \text{(XIII.12.)}$$

Se pueden pensar tres aplicaciones diferentes según la magnitud de v_1 y v_2:

a) Si v_1 y v_2 son inferiores a 50 mV = 2. V_T, dado que

$$\tanh x = x + \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} + \ldots\ldots \qquad \text{con } x < 1 \qquad \text{resulta} \qquad \tanh x = x \text{ aproximadamente}$$

$$\Delta i_c = I_{EE} \;.\; \left(\frac{v_1}{2 \,.\, V_T}\right) \;.\; \left(\frac{v_2}{2 \,.\, V_T}\right) \qquad \text{(XIII.13.)}$$

el circuito funciona como un multiplicador analógico pero con la limitación del rango dinámico en las tensiones de entrada.

Si se deseara ampliar dicho rango se pueden colocar en las entradas algún circuito cuya transferencia sea inversa a la tangente hiperbólica, tal como por ejemplo se indica en la figura XIII.20.

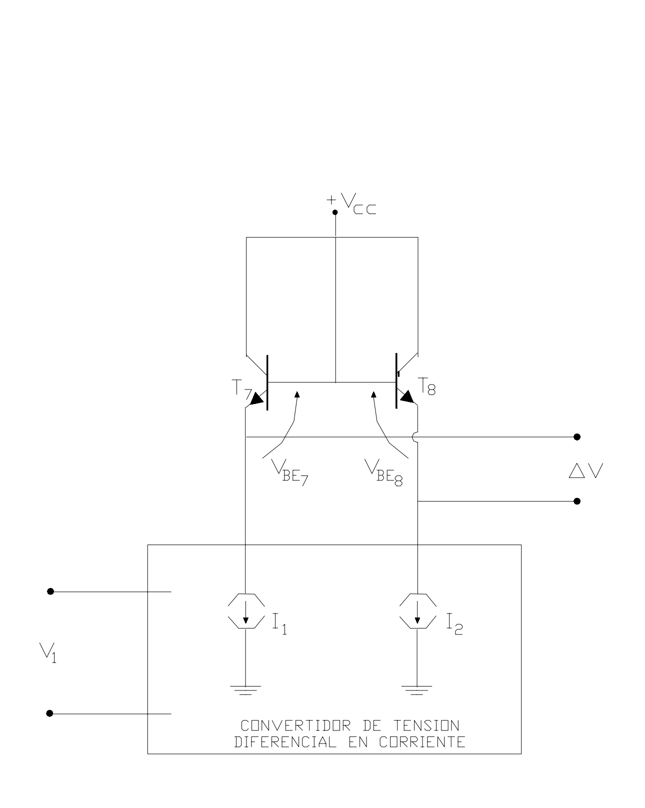


Figura XIII.20.

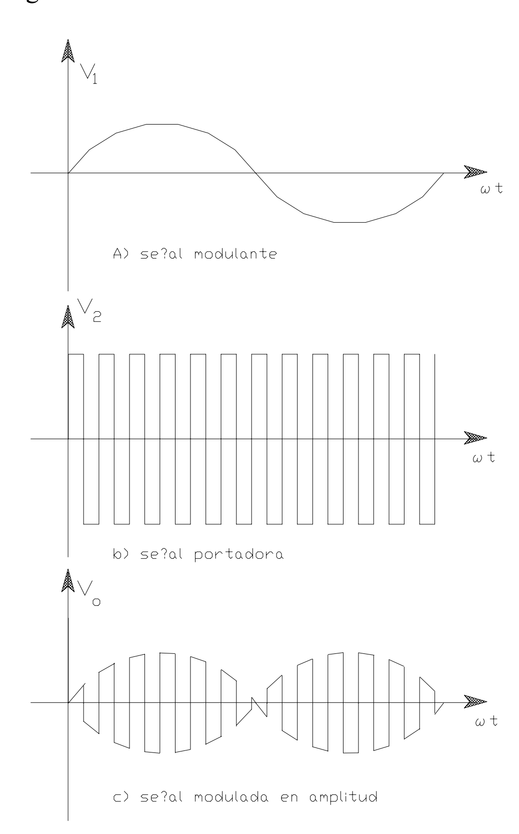


Figura XIII.21

Para la entrada de v_2, es decir para el circuito amplificador diferencial formado por los transistores T_1 y T_2 la linealización de la función transferencia tangente hiperbólica puede lograrse introduciendo la realimentación corriente-serie mediante el agregado de resistencias en serie en sus circuitos de emisor. El mismo tipo de solución no puede incorporarse en las otras dos etapas diferenciales (T_3 - T_4 y T_5 - T_6) ya que de hacerlo se anularía el principio de funcionamiento multiplicador derivado de la característica exponencial del diodo base-emisor.

b) Si solo una de las tensiones de entrada (v_1 por ejemplo) se mantiene dentro del régimen lineal y la restante (en nuestro ejemplo v_2) se hace una señal de gran amplitud. En este caso se consigue lo que se denomina un modemodulador balanceado, en el cual v_1 es v_m, denominada señal modulante y v_2 es v_c se la llama señal portadora o señal modulada. Así por ejemplo, si:

$$v_1 = v_m(t) = V_{max} \; . \; \cos(\omega\, t)$$

y si v_2 es una señal de onda cuadrada de gran amplitud y de mayor frecuencia que la correspondiente a la señal modulante ($\omega_c > \omega_m$), tal como gráficamente se indica en las figuras XIII.21.a. y XIII.21.b. , respectivamente, la tensión a la salida del modulador Gilbert es:

$$v_o = \Delta i_C \; . \; R_C$$

y si para v_c empleamos la serie de Fourier para describirla:

$$v_c(t) = A_1 \,.\, \cos(\omega_c.t) + A_2 \,.\, \cos(2\omega_c.t) + A_3 \,.\, \cos(3\omega_c.t) + A_4 \,.\, \cos(4\omega_c.t) + ...$$

en donde:

$$A_1 = \frac{4 \,.\, \text{sen}\,(1.90º)}{1.\pi} = \frac{4}{\pi} \; ; \quad A_2 = \frac{4 \,.\, \text{sen}\,(2.90º)}{2.\pi} = 0 \; ; \quad A_n = \frac{4 \,.\, \text{sen}\,(n.90º)}{n.\pi}$$

dicha señal de salida es:

$$v_o(t) = K \, [\, v_c(t) \, . \, v_m(t) \,]$$

$$v_o(t) = K \, . \, \{A_1 \, .V_{max} . \cos(\omega_c.t) \, . \cos(\omega_m.t) + A_3 \, .V_{max} . \cos(3\omega_c.t) \cos(\omega_m.t) + A_5 V_{max} . \cos(5\omega_c.t) \, . \cos(\omega_m.t) + ...\}$$

es decir, en general:

$$v_o(t) = K \, . \, [\sum_{n=1}^{\alpha} A_n \, .V_{max} . \cos(n.\omega_c.t) \, . \cos(\omega_m.t) \,]$$

que también puede expresarse como:

$$v_o(t) = K \, . \, \{ \sum_{n=1}^{\alpha} \frac{A_n \, .V_{max}}{2} \, . \, [\cos(n.\omega_c + \omega_m.)t] + \cos[(n.\omega_c - \omega_m.)t] \, \} \qquad \text{(XIII.14.)}$$

que se representa en la figura XIII.21.c. y en donde K representa la ganancia diferencial de bajo nivel. El espectro de esta señal es de componentes ω_m por arriba de cada armónica de ω_c y ω_m por debajo de las mismas, pero sin componente alguna en la frecuencia portadora o pulsación ω_c que es una característica especial de los llamados moduladores balanceados, muy utilizada en los sistemas de telecomunicaciones con modulación de Amplitud (AM) ya que permite economizar energía al no irradiar portadora. Luego de la modulación, la señal es filtrada dejando pasar solo aquellas componentes (o bandas laterales) que resulten de interés, como por ejemplo ($\omega_c + \omega_m$) y ($\omega_c - \omega_m$) (DBL o Doble Banda Lateral) o bien como ocurre en los sistemas denominados SSB (Single Side Band) o BLU (Banda Lateral Única) o BLI (Banda Lateral Independiente), todos ellos utilizados profesionalmente en la banda de frecuencias de H.F. (High Frecuency) comprendidas entre los 3 y los 30 MHz. Aproximadamente.

En cambio si una componente de continua se superpone con la señal modulante, es decir, ahora:

$$v_1 = v_m(t) = V_{max} \, . \, [\, 1 + M \, . \cos(\omega \, t) \,]$$

el resultado es una modulación tal que a la salida se agrega a lo ya descripto una componente a la frecuencia portadora fundamental y sus correspondientes armónicas, tal como se indica a continuación:

$$v_o(t) = K \, . \sum_{n=1}^{\alpha} A_n \, .V_{max} \, . \, \{\cos(n.\omega_c \, t) + \frac{M}{2} . \cos[(n.\omega_c + \omega_m.)t] + \frac{M}{2} \cos[(n.\omega_c - \omega_m.)t] \, \}$$

en donde a M se lo conoce como índice o profundidad de modulación..

La componente de C.C. puede ser introducida intencionalmente para con ello obtener una modulación de amplitud convencional o bien puede ser el resultado de una tensión residual o de Offset en la salida del dispositivo previo que provee a la señal de información o modulante, lo cual produciría la presencia de portadora indeseable en la salida del modulador balanceado o de portadora suprimida.

Estos circuitos actúan en modo de trasladar la información originalmente contenida en la señal modulante V_m (t) y concentrada a la frecuencia F_m hacia el espacio espectral sobre componentes ubicadas cerca de las frecuencias de las componentes armónicas de la frecuencia alta correspondiente a la señal portadora V_c (t)

Pero asimismo estos circuitos moduladores balanceados pueden realizar la operación inversa, es decir la demodulación, esto es la extracción de información desde la banda de frecuencias cercana a la portadora y reubicándola otra vez en su original baja frecuencia.

En dichas traslaciones de frecuencia (de la información) señales de dos diferentes frecuencias y una de amplitud suficiente, son aplicadas a ambas entradas del multiplicador analógico, y las componentes suma o diferencia de las frecuencias son filtradas a la salida.

c) Pero si al mismo circuito se le aplican a las entradas dos señales exentas de modulación de amplitud alguna, idénticas en frecuencia (F_o) y de gran amplitud, el mismo se comporta como detector de fase, dado que en su salida la componente de continua obtenida a raíz de su producto, es proporcional a la diferencia de fase entre ambas señales de entrada. Por ejemplo se pueden considerar las dos señales de onda cuadrada, en principio de igual amplitud y de igual frecuencia, tal como las que se indican en la figura XIII.22.a y XIII.22.b. Debe notarse que existe una cierta diferencia de fase Φ entre ambas.

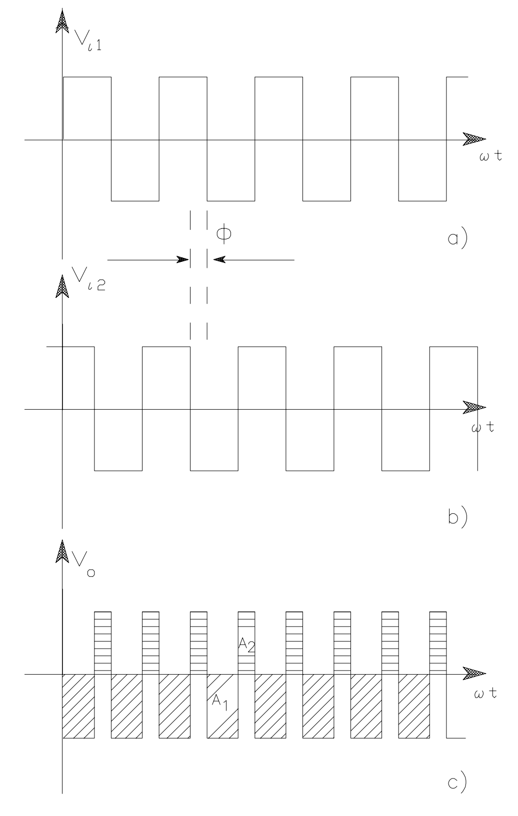


Figura XIII.22.

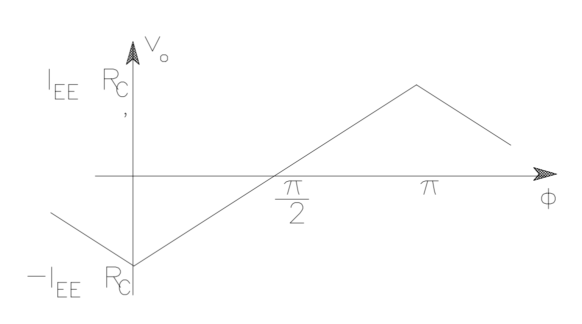


Figura XIII.23.

Consideramos que tanto Vi_1 como Vi_2 poseen amplitud suficiente de modo que todos los transistores del circuito multiplicador operan como llaves pero sin llegar a saturarse. El resultado del producto se observa en la figura XIII.22.c., notándose una cierta componente de continua derivada de que:

$$(A_1 - A_2) > 0 \qquad \text{vale decir que} \qquad V_{oC.C.} = \frac{-1}{\pi} \cdot (A_1 - A_2)$$

que en consecuencia, resulta proporcional a la diferencia de fase Φ, o sea:

$$V_{oC.C.} = - [I_{EE} \cdot R_C \cdot \frac{(\pi - \Phi)}{\pi} - \frac{I_{EE} \cdot R_C \cdot \Phi}{\pi}] \text{ con lo cual } V_{oC.C.} = I_{EE} \cdot R_C \cdot (\frac{2 \cdot \Phi}{\pi} - 1) \qquad \text{(XIII.15.)}$$

expresión esta última que se ha representado gráficamente en la figura XIII.23.

Esta técnica de demodulación de fase es ampliamente utilizada en los dispositivos denominados Lazos de Enganche de Fase o PLL.

En lo que precede se ha considerado que las formas de onda de las dos señales de entrada son ondas cuadradas de gran amplitud, sin embargo si tales señales poseen una amplitud considerable, su forma de señal no reviste ninguna importancia con tal que el multiplicador simplemente conmute desde un estado al otro inmediatamente con el cruce por cero de la misma. En el caso en el cual la amplitud de una o de ambas señales de entrada es comparable con o menor que la tensión térmica V_T , el circuito aun así actúa como un detector de fase. Sin embargo, la tensión de salida en este caso dependerá tanto de la diferencia de fase como de la amplitud de las dos formas de señal de entrada. La operación del circuito en esta modalidad será considerada más adelante.

XIII.5.- LAZOS DE ENGANCHE DE FASE (PLL):

Si bien el principio de funcionamiento de estos dispositivos fue concebido hace varias décadas atrás, recién comenzaron a ser comercialmente utilizados cuando la tecnología integrada permitió que fuesen realizados a relativamente bajo costo. Entonces su utilización comenzó a ser particularmente atractiva tanto en los demoduladores de frecuencia (FM), en los demoduladores de stereo, detectores de tonos, sintetizadores de frecuencia, y muchos más. Lo que haremos en este capítulo será una revisión de su principio de funcionamiento, más tarde analizaremos analíticamente su desempeño bajo la condición de lazo enganchado y finalmente discutiremos algunas aplicaciones en base a algún circuito integrado lineal PLL.

XIII.5.1.- Principio de Funcionamiento de un PLL:

En la figura XIII.24 se representa un diagrama en bloques correspondiente a un PLL básico. Los elementos del sistema son un comparador de fase, un filtro de lazo, un amplificador y un oscilador controlado por tensión (VCO). Este último es simplemente un oscilador en el cual su frecuencia de oscilación es proporcional a una diferencia de potencial externamente aplicada al mismo.

Cuando el lazo se encuentra enganchado y una señal periódica ingresa al mismo, el VCO oscila a una frecuencia igual a la frecuencia de la señal de entrada. El detector de fase produce una señal de continua o de muy baja frecuencia, cuya amplitud resulta proporcional a la diferencia de fase entre la señal de entrada y la señal generada a la salida del VCO.

Dicha señal proporcional a la diferencia de fase es posteriormente filtrada al pasar por el filtro del lazo y amplificada, y posteriormente aplicada a la entrada de control del VCO. Si por ejemplo la frecuencia de la señal de entrada al PLL cambia levemente, la diferencia de fase entre la señal del VCO y la de entrada comenzará a incrementarse con el tiempo (una pequeña diferencia de frecuencia puede ser considerada como un desfasaje).

Esto producirá un cambio en la tensión de control aplicada al VCO en modo tal de modificar la frecuencia de oscilación del mismo para tratar de seguir a la frecuencia de la señal de entrada. Esto quiere decir que el lazo se mantiene enganchado y así la tensión de control aplicada al VCO resulta proporcional a la frecuencia de la señal de entrada. Esta característica hace que el PLL sea particularmente útil para la demodulación de señales de FM, en donde la frecuencia de la señal de entrada varía en el tiempo conteniendo la deseada información. El rango de frecuencias de la señal de entrada a través del cual el lazo se mantiene enganchado se denomina rango de enganche.

Un aspecto importante en la característica de funcionamiento de un PLL es el proceso de captura, mediante el cual el lazo pasa a la condición de enganchado partiendo de la condición de oscilación libre del VCO hasta que la frecuencia del mismo se engancha con la de la señal de entrada. En la situación previa, cuando el PLL no esta enganchado aún, el VCO opera u oscila a la frecuencia que corresponde a una tensión de control nula, esta frecuencia es llamada frecuencia central o frecuencia de oscilación libre. Cuando una señal periódica de frecuencia próxima a la frecuencia central del VCO es aplicada a la entrada del PLL, el mismo puede o no engancharse con ella, dependiendo ello de un cierto número de factores. El proceso de captura es inherentemente de naturaleza no lineal y seguidamente pasaremos a describirlo de manera cualitativa.

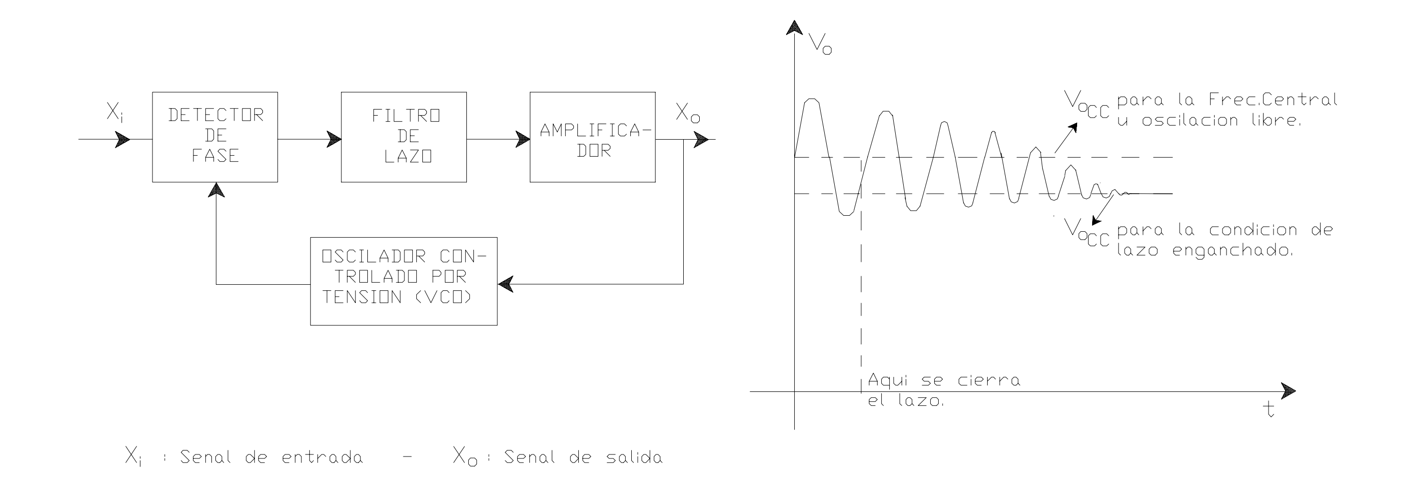


Figura XIII.24. Figura XIII.25.

Para ello, en primer lugar supongamos que el lazo permanece abierto entre el filtro del lazo y la entrada de control del VCO y que aquella señal de frecuencia cercana, pero no igual a la frecuencia de oscilación libre, se encuentra aplicada a la entrada del PLL. El detector de fase es usualmente del tipo analizado precedentemente, pero para el presente estudio cualitativo asumiremos que el detector de fase es simplemente un multiplicador analógico, el cual multiplica a las dos sinusoides entre si. De esta manera a la salida del multiplicador/detector de fase se tiene la sumatoria de componentes de frecuencia suma y diferencia de sus entradas, asumiendo también que las componentes suma de frecuencias son lo suficientemente altas que resultan filtradas por el filtro pasa bajos. Así a la salida del filtro pasa bajos se obtendrá una sinusoide de frecuencia igual a la diferencia entre la frecuencia central del VCO y la frecuencia de la señal de entrada al PLL.

A partir de estas condiciones supongamos producir un inmediato cierre del lazo y en consecuencia la sinusoide diferencia de frecuencia es ahora aplicada a la entrada del VCO. Su presencia a la entrada causará que la frecuencia de oscilación del VCO comience a variar siguiendo una ley senoidal en función del tiempo. Permítase asumir que la frecuencia de la señal de entrada al PLL es menor que la frecuencia central del VCO. De esta manera la frecuencia de oscilación del VCO es modificada como una función del tiempo moviéndose alternativamente de manera de acercarse a la frecuencia de la señal de entrada o alejándose del valor de la misma. La salida del detector de fase es casi senoidal cuya frecuencia es la diferencia entre la frecuencia del VCO y la frecuencia de la señal de entrada. Cuando la frecuencia del VCO se aleje (con respecto a la frecuencia de la señal de entrada) su frecuencia de oscilación se corre hacia arriba en frecuencias. Cuando la frecuencia del VCO se acerca a la de la señal de entrada su frecuencia de oscilación disminuye.

Si examinamos el efecto que estas variaciones producen en la salida del detector de fase, nosotros veremos que la frecuencia de esta forma de señal casi sinusoidal se va reduciendo cuando su amplitud incremental es negativa y por el contrario aumenta cuando su amplitud es positiva. Esto causa que la salida del detector de fase presente una forma de onda asimétrica durante el procedimiento de captura, tal como la que se representa en la figura XIII.25.

Esta asimetría en la forma de señal introduce una componente de continua en la salida del detector de fase que hace cambiar la frecuencia media del VCO moviéndola hacia la frecuencia de la señal de entrada al PLL, por lo que dicha diferencia de frecuencia gradualmente va decreciendo.

Una vez que el sistema se encuentra enganchado, por supuesto, la diferencia de frecuencias cae a cero y solamente una tensión de C.C. queda presente a la salida del filtro pasa bajos.

El rango de captura del lazo es aquel rango de frecuencias de entrada alrededor de la frecuencia central, dentro del cual el lazo puede pasar de la condición desenganchado a la condición de enganche.

El tiempo de puesta a punto (pull-in time) es el tiempo requerido por el lazo para capturar la señal, tiempo este que depende tanto de la ganancia propia del lazo así como del ancho de banda del filtro del lazo. Dicho filtro cumplimenta además, el objetivo de frenar componentes de frecuencia diferencia resultado de la presencia de señales interferentes a la entrada del PLL pero alejadas de la frecuencia central. Ello al mismo tiempo provee una memoria para el lazo para el caso en que hallándose enganchado, momentáneamente pierda el enganche debido a una potente interferencia. Reduciendo la banda de paso del filtro del lazo se mejora el rechazo de las señales fuera de banda, pero al mismo tiempo disminuye el rango de captura y el tiempo de puesta a punto comienza a ser mas alto, y el margen de fase del lazo se empeora.

XIII.5.2.- El PLL en la Condición Enganchado:

Bajo las condiciones de lazo enganchado, una relación lineal existe entre la tensión de salida del detector de fase y la diferencia de fase entre las señales de oscilación del VCO y la de entrada. Este hecho permite que el PLL pueda ser analizado usando los conceptos de los sistemas lineales realimentados, cuando el mismo opere en la condición enganchado. Una representación o diagrama de bloques del sistema operando en dicha modalidad se presenta en la figura XIII.26.

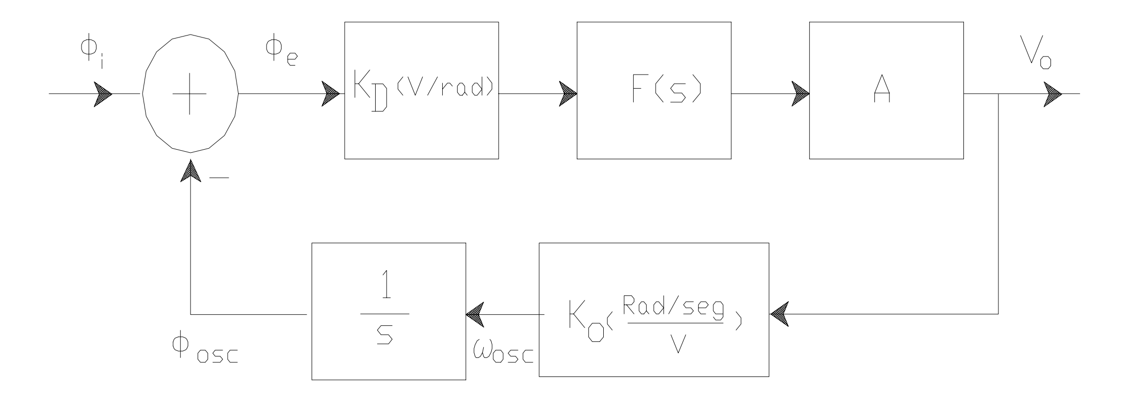


Figura XIII.26.

En ella la ganancia del comparador de fase se ha denominado K_D (en V/rad. de diferencia de fase) mientras que con F(s) se ha interpretado a la función transferencia del filtro del lazo y una ganancia en la transferencia directa del lazo se reconoce con A.

Por su parte la "ganancia" del VCO se tiene en cuenta a través de la transferencia K_O (en Rad./ segundos por volt). Si una tensión de entrada constante es aplicada a la entrada de control del VCO, la frecuencia de oscilación del mismo permanece constante. Sin embargo, el comparador de fase es sensible a la diferencia entre la fase de la señal de salida del VCO y la fase de la señal de entrada al PLL. La fase de la salida del VCO es en esta instancia igual a la integral en el tiempo de la frecuencia de salida del VCO. En consecuencia, mientras:

$$\omega_{OSC}(t) = \frac{d\,\phi_{OSC}(t)}{d\,t}$$

por lo tanto:

$$\phi_{OSC}(t) = \phi_{OSC}(t)]_{t=0} + \int_0^t \omega_{OSC}(t)\;.\;d\,t$$

Esta integración inherentemente tiene lugar dentro del lazo de enganche de fase. Esta integración es representada por el block (1 / s) en el diagrama de la figura XIII.26.

Por razones de orden práctico, el oscilador controlado por tensión es en la actualidad diseñado de modo que para una tensión en la entrada de control (por ejemplo V_o) nula, la frecuencia de la señal de salida del VCO no es cero. La relación entre la frecuencia de salida del VCO ω_{OSC} , y V_o es entonces:

$$\omega_{OSC} = \omega_o + K_o \cdot V_o$$

donde ω_o , es la frecuencia de oscilación libre o frecuencia central que se genera cuando $V_o = 0$.

De esta manera el sistema de la figura XIII.26. puede ser considerado como un sistema lineal realimentado, en el cual la función transferencia a lazo cerrado resulta ser:

$$\frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_D \cdot F(s) \cdot A}{1 + K_D \cdot F(s) \cdot A \cdot (K_O / s)} = \frac{s \cdot K_D \cdot F(s) \cdot A}{s + K_D \cdot K_O \cdot F(s) \cdot A}$$

Usualmente estaremos interesados en la respuesta de este lazo frente a variaciones de frecuencia en la entrada, de modo que la variable de entrada es la frecuencia con preferencia a la fase. Así mientras

$$\omega_i = \frac{d\,\phi_i}{d\,t} \qquad \text{entonces:} \qquad \omega_i(s) = s \cdot \phi_i(s)$$

y en consecuencia:

$$\frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{s} \cdot \frac{V_o}{\phi_i} = \frac{s \cdot K_D \cdot F(s) \cdot A}{s + K_D \cdot K_O \cdot F(s) \cdot A}$$

En primer término consideraremos el caso en el cual retiramos del circuito al filtro del lazo y en consecuencia F (s) = 1 . El sistema en este caso es reconocido como lazo de primer orden, para el cual nosotros tendremos:

$$\frac{V_o}{\omega_i} = \frac{K_V}{s + K_V} \cdot \frac{1}{K_O} \qquad \text{(XIII.16.)}$$

en donde:

$$K_V = K_O \cdot K_D \cdot A$$

De esta forma el lazo inherentemente produce una característica de transferencia pasa bajos de primer orden. Si recordamos que en dicha característica nosotros consideramos como variable de entrada a la frecuencia de la señal de entrada, la respuesta calculada precedentemente, entonces, es realmente la respuesta que se obtiene a partir de una modulación de frecuencia en la portadora de entrada en donde la salida es la tensión de salida del lazo, proporcional a dicha modulación de frecuencia.

La constante precedentemente descripta como K_v es denominado ancho de banda del lazo. Si el lazo se encuentra enganchado con la señal portadora, y la frecuencia de dicha portadora se hace variar senoidalmente en el tiempo al ritmo de señal modulante de frecuencia ω_m , entonces una señal senoidal de frecuencia ω_m será obtenida a la salida del PLL. Cuando ω_m se incremente por encima de K_v, la magnitud de la señal senoidal a la salida falla. El ancho de banda del lazo (K_v), entonces es el ancho de banda efectivo para la señal modulante que debe ser demodulada por el PLL. En términos de parámetros del lazo, K_v es simplemente el producto de la ganancia del detector de fase, la ganancia del VCO y cualquier otra ganancia (en términos eléctricos) dentro del lazo. El lugar de raíces de este polo simple que dispone la ganancia del lazo K_v , es presentado ahora en la figura XIII.27.a. en tanto que la respuesta en frecuencia también se representa en la misma figura. El comportamiento del lazo frente a variaciones en la frecuencia de la señal de entrada es también ilustrada en la figura XIII.27.b., la cual se ha elaborado en base al siguiente ejemplo numérico.

Para el PLL supondremos:

$$K_O = 2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{1\ \text{KHz}}{\text{V}}\right) \ ; \qquad K_V = 500 \left(\frac{1}{\text{seg.}}\right) \qquad ; \qquad F_o = 500\ \text{Hz}$$

en donde F_o es la frecuencia de oscilación libre, en este caso calculamos V_o para señales de entrada de frecuencia de 250 Hz y de 1 KHz que es el problema típico que se presenta en un decodificador tonal o en el discado por tonos:

$$V_o = \frac{\omega_i - \omega_o}{K_O} \qquad \text{con} \qquad \omega_o = 2 \cdot \pi \cdot F_o$$

Para 250 Hz : $$V_o = \frac{2 \cdot \pi \cdot 250 - 2 \cdot \pi \cdot 500}{2 \cdot \pi \cdot 1000} = -0{,}25 \text{ V}$$

Para 1000 Hz : $$V_o = \frac{2 \cdot \pi \cdot 1000 - 2 \cdot \pi \cdot 500}{2 \cdot \pi \cdot 1000} = +0{,}5 \text{ V}$$

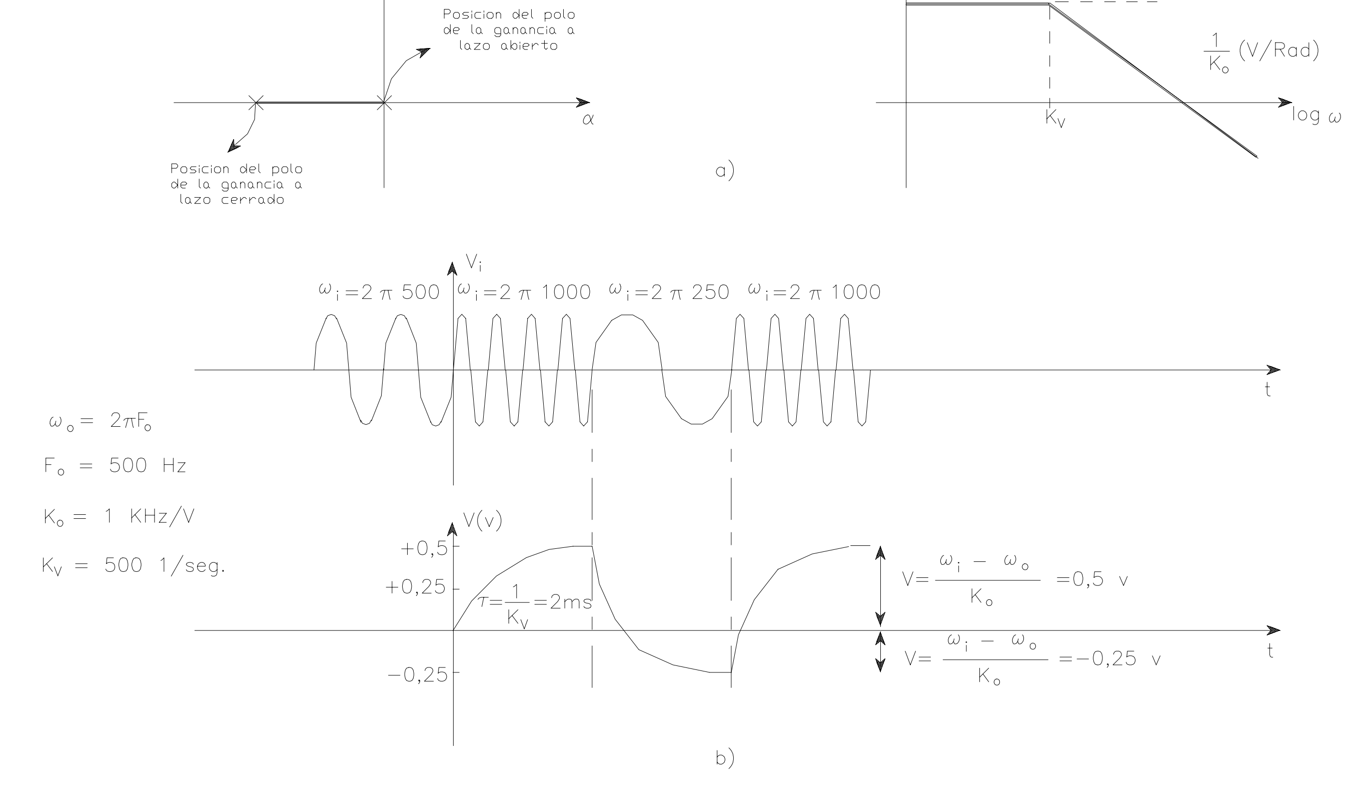


Figura XIII.27.

Se observa que dado de que el ancho de banda del PLL es la constante K_V la tensión de salida exponencialmente creciente, de acuerdo con los conceptos del “rise time” alcanzará recién el 90 por ciento del valor final (+0,5 V o –0,25 V según el caso) en $2{,}2/K_V = 4{,}4$ mseg, por ello es que se recomienda una duración del tono de no menos de 4 períodos del tono de frecuencia mayor o idealmente el doble (8 mseg.).

Otro caso que consideraremos es aquel en que la señal de entrada es de una frecuencia modulada por una señal senoidal de pequeña amplitud y de frecuencia 100 Hz, o sea:

$$\omega_i(t) = 2 \cdot \pi \cdot 500 \text{ (Hz)} \cdot [1 + 0{,}1 \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot t)]$$

Si procedemos a determinar la señal de salida $V_o(t)$ a partir de la expresión (XIV.16.)

$$\frac{V_o(j\omega)}{\omega_i(j\omega)} = \frac{K_V}{j\omega + K_V} \cdot \frac{1}{K_O} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1000} \cdot \frac{500}{500 + j\,628}$$

$$\frac{V_o(j\omega)}{\omega_i(j\omega)} = \frac{1}{2 \,.\, \pi \,.\, 1000} \,.\, (\,0{,}39 \; - j\,0{,}48)$$

La magnitud o módulo de $\omega_i\,(j\omega)$ es:

$$[\omega_i\,(j\omega)] = 0{,}1 \,.\, 500 \,.\, 2 \,.\, \pi = 50 \,.\, 2 \,.\, \pi$$

por lo que

$$V_o(j\omega) = \frac{50 \text{ Hz}}{1000 \text{ Hz}} \;(\,0{,}39 \;-\; j\,0{,}48) = 0{,}05 \;.\, (\,0{,}62 \;.\, e^{-j51^o}\,)$$

y finalmente considerando la proyección sobre el eje real de este vector que gira a la velocidad angular (2.π.100):

$$V_o(t) = 0{,}031 \,.\, \text{sen}\,(\,2 \,.\, \pi \,.\, 100 \,.\, t \;-\; 51^o)$$

Con lo que se comprueba la obtención a la salida del PLL de una nueva señal señoidal de frecuencia 100 Hz de una amplitud de 0,031 V defasada 51° es decir de igual frecuancia y defasada 51° respecto de la señal modulante.

La operación del lazo sin la incorporación del filtro del lazo adolece de severas limitaciones de orden práctico. Es común en los circuitos integrados PLL que se incorpore como filtro del lazo y pasa bajos de primer orden (un circuito similar al usado como compensador por polo dominante o atraso de fase: R serie y C en derivación) resultando así que la transferencia a lazo cerrado pasa a tener dos polos complejos conjugados y el PLL se denomina en este caso de segundo orden.

CAPITULO XIV – Filtros Activos: (A.C.R. TULIC)

XIV.1. - INTRODUCCIÓN:

El filtro electrónico es un importante elemento de desarrollo tanto de los sistemas de telecomunicaciones como en los de instrumentación, entre otros. Existe toda una teoría de diseño que es abordada detalladamente en las asignaturas específicas, de modo que en el presente trabajo nos concentraremos en una selección de temas que son solo una mera introducción a este campo.

La tecnología más antigua para construir filtros hace uso de inductores y condensadores (L y C) y los circuitos resultantes se denominan Filtros LC Pasivos, circuitos éstos que funcionan adecuadamente en frecuencias superiores al rango de Medias Frecuencias (MF), es decir desde unos 300 KHz. hacia arriba. Pero en aplicaciones de más bajas frecuencias (digamos hasta unos 100 KHz) los valores de inductancia de los inductores que se requieren son relativamente grandes (del orden de los Hy) dando como resultados componentes L muy voluminosos, pesados y costosos y sus características se apartan bastante de las que son consideradas ideales. Además resulta poco menos que imposible integrar inductores en forma monolítica.

Por ello es que siempre ha habido considerable interés para hallar construcciones de filtros que no requiriesen la utilización de inductores, resultando como consecuencia diversos tipos de filtros sin inductor de los cuales nos ocuparemos solo de aquellos que se conocen como Filtros RC Activos. Aunque como veremos algunas veces para una mejor comprensión de éstos debamos rever los conceptos fundamentales de otro tipo de circuitos de filtros.

Los filtros RC activos utilizan Op.Amp. en combinación con redes de realimentación RC utilizando tecnologías discretas en tanto que en la actualidad resulta viable construir filtros monolíticos totalmente integrados apelando a la técnica del condensador conmutado, técnica esta última que al estado actual de la tecnología se encuentra en pleno desarrollo y que contemplamos como último tópico en el presente Capítulo.

XIV.2.- FUNCIONES O TIPOS DE FILTROS – TRANSFERENCIA DE UN FILTRO:

Los circuitos de filtro que seguidamente pasaremos a estudiar son circuitos lineales que se pueden representar mediante un cuadripolo, por tal motivo con dicho objetivo podrán aplicarse todos los conceptos relacionados con la teoría de los cuadripolos lineales, en particular con sus funciones transferencia, tanto en el dominio de la frecuencia compleja “s” (polos y ceros) como en el dominio armónico a través de los diagramas de BODE fundamentalmente de amplitud (de dicha transferencia) y también de fase.

La diferencia respecto a lo visto hasta aquí es que mientras en los cuadripolos amplificadores siempre se ha intentado amplificar en igual magnitud la mayor parte del espectro de frecuencias de la señal útil o información, en los filtros por el contrario y dado su función específica, deben transferirse en igual magnitud aquellas señales cuyo espectro de frecuencias esté comprendido solo dentro de una banda especificada, denominada por tal motivo Banda Pasante y simultáneamente detenerse o por lo menos transferirse mucho más atenuadamente aquellas señales cuyo espectro de frecuencias cae fuera de dicha banda pasante. A la porción del espectro de frecuencias en las que se incluyen a las señales que deben detenerse se la denomina Banda Suprimida.

Es decir que estos circuitos filtro tienen idealmente una banda (o bandas) de frecuencias dentro de la cual (o cuales) el módulo de la transferencia del mismo es unitario (Banda o bandas Pasante/s del filtro) y una banda (o bandas) de frecuencias sobre las cuales dicho módulo de la transferencia del circuito es nulo (la Banda o bandas Suprimida/s del filtro). De acuerdo con lo precedente, los cuatro tipos principales de circuitos filtro deben cumplir con las funciones que se hallan implícitas en las curvas de respuesta en frecuencia en amplitud que se describen en los gráficos de la figura XIV.1. para los filtros denominados Pasa Bajos y Pasa Altos así como en la figura XIV.2. para los llamados filtros Pasa Banda y Elimina Banda.

Tales curvas de respuesta en frecuencia correspondiente a los cuatro tipos fundamentales de circuitos filtro se ha dicho son ideales; ya que expresan un valor constante e igual a 1 en la transmisión dentro de toda la banda pasante, describen también un valor constante e igual a 0 en la totalidad de la/s banda/s suprimida/s y finalmente también por que proponen que la función transferencia pueda tener varios y diferentes valores finitos (en los extremos 1 y 0) a una misma frecuencia, características éstas que no se corresponden con ninguna configuración circuital práctica o físicamente realizable.

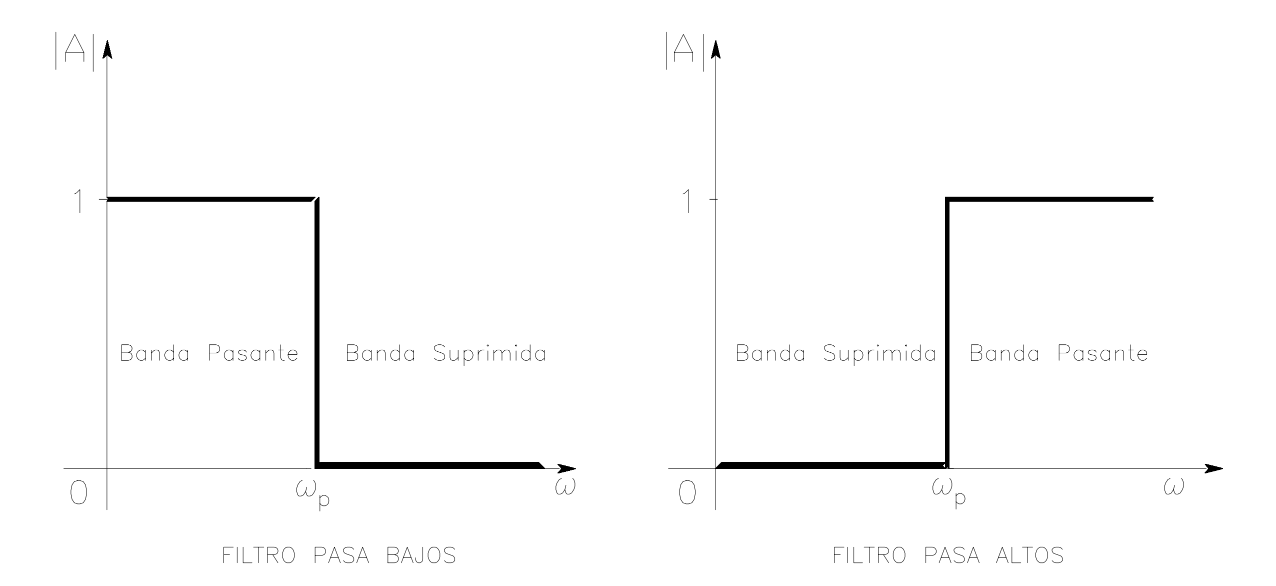


Figura XIV.1.

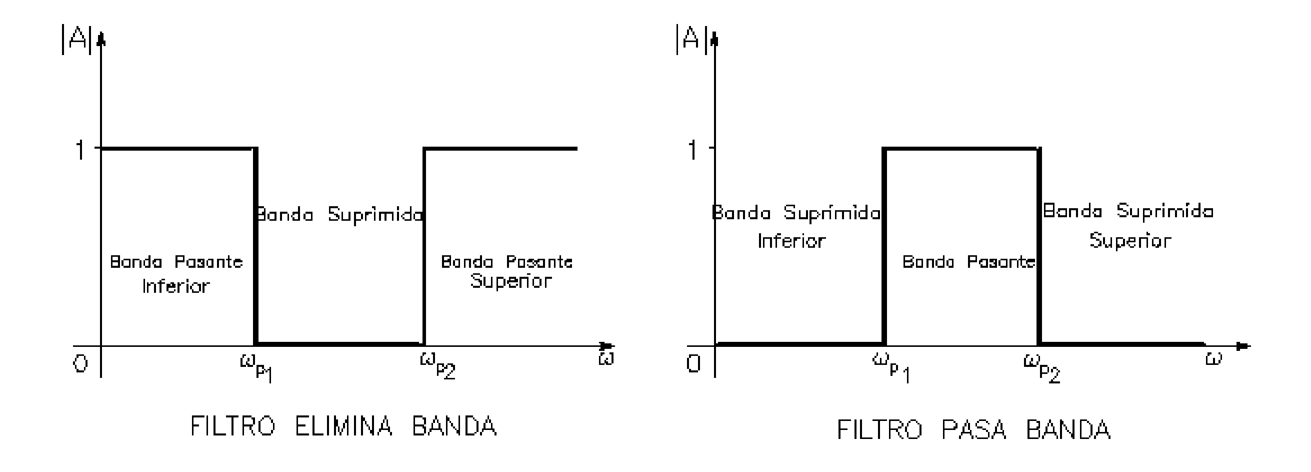


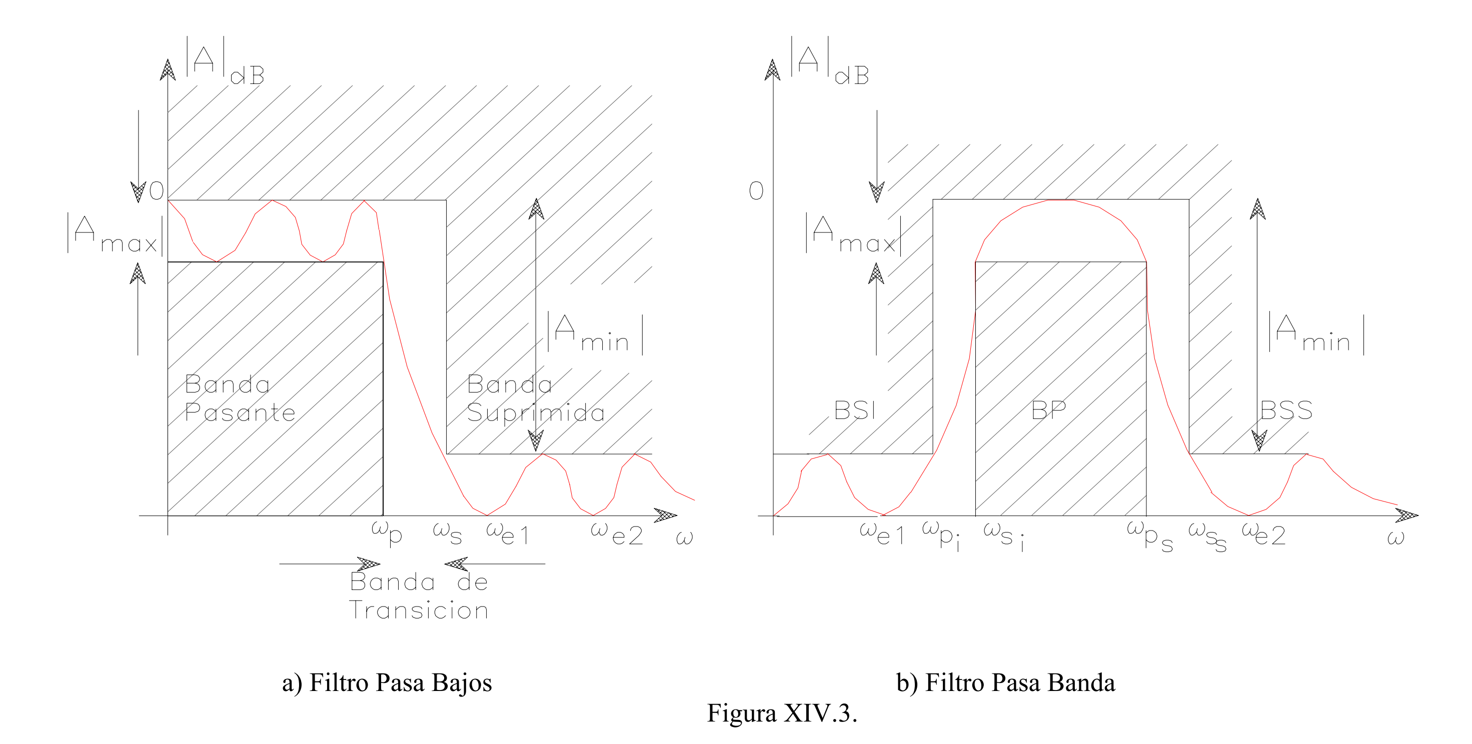
Figura XIV.2.

XIV.2.1- Especificaciones de un Filtro:

El proceso de diseño de un circuito filtro, como para cualquier otro tipo de circuito electrónico, comienza por una adecuada interpretación de las especificaciones que mejor puedan describir las funciones de dicho circuito filtro práctico.

Al respecto, ya hemos dicho que las características de transferencia con cambio abrupto registrado en un intervalo de frecuencias despreciable no puede ser concretado por ningún tipo de circuito físicamente realizable. En la figura XIV.3. en cambio se representa una “mascarilla” o área no sombreada, dentro del plano representativo de la respuesta en frecuencias, correspondiente a un filtro tipo pasa bajo que hemos escogido como ejemplo.

En dicha figura XIV.3.a. puede apreciarse asimismo que tal mascarilla prevé que tanto dentro de la banda pasante como de la banda suprimida el valor del módulo de la transferencia pueda variar dentro de las franjas no sombreadas. El ancho de dicha franja no sombreada define la desviación o lo que se tolera que dicho módulo de la transferencia pueda disminuir por debajo de 1 (en veces) o 0 dB dentro de la banda pasante, parámetro éste que hemos llamado $\mathbf{A_{MAX}}$.



a) Filtro Pasa Bajos b) Filtro Pasa Banda

Figura XIV.3.

Esta tolerancia o desviación admitida tiene el mismo carácter que el error que toleramos en el módulo de la ganancia cuando definimos el ancho de banda de un amplificador e inclusive puede llegar a respetar el mismo valor de 3 dB o menos.

En la misma figura XIV.3.a. se observa asimismo que a la atenuación con que el filtro debe detener a la banda suprimida, a menos de la franja de tolerancia se la denomina $\mathbf{A_{MIN}}$ estando sus valores típicos comprendidos entre unos 20 y unos 100 dB .

Volviendo a la imposibilidad del filtro práctico de concretar el cambio abrupto, la franja de tolerancia proyectada sobre el eje de frecuencias o pulsaciones da lugar a una banda de transición y ello permite identificar a las pulsaciones ω_p y ω_s como indicativos de los bordes o límites de la banda pasante y la banda suprimida, respectivamente. En relación con ellas y aportando una forma de cuantificar el ancho de dicha banda de transición que define la característica de selectividad del filtro, al cociente (ω_p / ω_s) se lo define como Factor de Selectividad.

Resumiendo: 1) Borde de la Banda Pasante: ω_p ; 2) Máxima variación permitida en transmisión dentro de la banda pasante: $\mathbf{A_{MAX}}$; 3) Borde de la Banda Suprimida: ω_s ; 4) Atenuación mínima de la banda suprimida: $\mathbf{A_{MIN}}$ **,** son las especificaciones mínimas que permiten describir las funciones de un circuito filtro. Cuanto más estrechas sean las especificaciones de un filtro, lo que significa menor $\mathbf{A_{MAX}}$ **,** más alta sea la atenuación $\mathbf{A_{MIN}}$ y un Factor de Selectividad más próximo a la unidad, la respuesta del filtro real será tanto más cercana a la del filtro ideal y el circuito resultante debe ser de orden más alto y por lo tanto más complejo y más costoso.

Al margen de todo lo precedente corresponde aclarar que no se trató hasta aquí y en absoluto a la curva de respuesta en frecuencia de la fase de la transferencia del filtro, que en algunas aplicaciones, afortunadamente no las más comunes, se constituye en una característica que también debe ser tenida en cuenta en el diseño del filtro y por lo tanto especificarse, lo cual hace que este estudio se torne todavía mucho más dificultoso de abordar. Por lo común, en la mayor parte de las aplicaciones no resulta imprescindible manejarse tal característica de fase de la referida transferencia.

Una vez que se haya tomado la decisión sobre las especificaciones que ha de respetar el filtro, el paso siguiente es encontrar la función transferencia cuyo módulo satisfaga dichas especificaciones. Al respecto, en la figura XIV.3.a. se ha trazado una curva representativa de la mencionada transferencia a título de ejemplo, curva que como se puede observar queda recluida dentro de la franja no sombreada de la ya nombrada “mascarilla”. Otro ejemplo que ilustra lo precedente puede observarse también en la gráfica de la figura XIV.3.b.

En este último caso, correspondiente a un filtro tipo Pasa Banda que seleccionamos a título de ejemplo ilustrativo, ahora dentro de la banda pasante no se registra ninguna ondulación en la curva de transferencia, mientras que dicha transferencia posee ceros ubicados en las pulsaciones $\omega_{\mathbf{e1}}$ y $\omega_{\mathbf{e2}}$, en el origen $(\omega = 0)$ y para ω tendiendo a infinito.

XIV.2.2.- Función Transferencia de un Filtro:

Recordemos que si la transferencia A(s) correspondiente a un circuito de filtro, se expresa como cociente de dos polinomios en “s”, tal como:

$$A(s) = \frac{a_M\ s^M + a_{M-1}\ s^{M-1} + \dots\dots\dots + a_1\ s + a_o}{s^N + b_{N-1}\ s^{N-1} + \dots\dots\dots + b_1\ s + b_o} \qquad \text{(XIV.1.)}$$

el grado del polinomio denominador, es decir el número N es el Orden del Filtro y para que dicho circuito del filtro sea posible realizarlo mediante componentes reales, es decir se trate de un circuito práctico, en cuyo caso se dice que dicha transferencia sea físicamente realizable, la misma debe respetar ciertas características que pueden describirse en términos de las propiedades de las raíces de ambos polinomios, numerador y denominador, es decir de sus ceros y sus polos.

Tales propiedades se estudian exhaustivamente en los documentos que tratan sobre el diseño de filtros, de modo que en este trabajo describiremos algunas de ellas sin preocuparnos mucho sobre su justificación. Entre dichas características las más importantes son:

a) para que el módulo de dicha transferencia no se haga infinito a medida que suba la frecuencia de trabajo, cuestión esta razonable si pensamos que se trata de un circuito filtro, o bien, desde otro ángulo para que tal circuito no sea inestable, el grado del polinomio numerador debe ser menor que el grado del polinomio denominador, es decir que debe satisfacerse que: $M < N$

b) Los coeficientes de ambos polinomios se pueden factorizar y expresar a la transferencia en función de sus ceros y sus polos, es decir:

$$A(s) = \frac{a_M\ (s - z_M)\ .\ (s - z_{M-1})\ .\ \dots\dots(s - z_2)\ .\ (s - z_1)}{(s - p_N)\ .\ (s - p_{N-1})\ \dots\dots\dots\ (s - p_2)\ .\ (s - p_1)} \qquad \text{(XIV.2.)}$$

en donde, cada cero o polo de la función transferencia puede ser un número real o un número complejo pero si éstos son números complejos, tal como se demostrara en el Capítulo XIII cuando se describen los criterios de estabilidad en términos del lugar de raíces, deben aparecer como pares conjugados y con su parte real negativa. De igual forma si los polos son números reales también deben ser negativos. En una palabra todos los polos de esta función transferencia deben ubicarse en el semiplano izquierdo si los representamos en el plano de la frecuencia compleja “s”.

c) Dado que en la banda suprimida del filtro se requiere que la atenuación sea grande o idealmente infinito, ello significa que la transmisión en esa banda sea muy pequeña o cero, consecuencia de lo cual, los ceros de la función transferencia suelen ubicarse en el eje imaginario puro $(j\ \omega)$ y en frecuencias comprendidas dentro de dicha banda suprimida.

En el ejemplo del filtro pasa bajos cuya curva de transferencia se representara en la figura XIV.3., la función dibujada dentro de la franja no sombreada posee ceros en las frecuencias correspondientes a $\omega_{\mathbf{e1}}$ y $\omega_{\mathbf{e2}}$, razón por la cual dicha función transferencia debe tener ceros ubicados en $+j\omega_{\varepsilon 1}$ y en $+j\ \omega_{\varepsilon 2}$ pero como los mismos siempre vienen acompañados por sus correspondientes pares conjugados, también se tendrán otros dos ceros en las frecuencias correspondientes a $-j\ \omega_{\varepsilon 1}$ y $-j\ \omega_{\varepsilon 2}$. Al mismo tiempo en la figura XIV.3. también se puede constatar que

A(s) se hace cero para “s” tendiendo a infinito por lo que dicha función tendrá también uno o más ceros para jω tendiendo a infinito.

La cantidad de ceros que una función transferencia tiene en jω tendiendo a infinito depende de, o mejor dicho, es igual a la diferencia entre los grados del polinomio denominador comparado con el grado del polinomio numerador, es decir N – M. Esto es así toda vez que a medida que “s” se aproxima a infinito, la transferencia se puede aproximar a la expresión:

$$\frac{a_M \, . \, s^M}{s^N} = \frac{a_M}{s^{N-M}}$$

Volviendo a los polos de la función, si el número N es un número par entonces todos los polos de la función son pares complejos conjugados, en cambio si N es impar habrá además un polo de valor real y negativo, es decir ubicado en el semieje real negativo.

Teniendo en cuenta todas estas características descriptas para la curva de transferencia de la figura XIV.3.a., la disposición típica que adoptan los ceros y los polos correspondientes a un filtro pasa bajos de orden quinto se ha

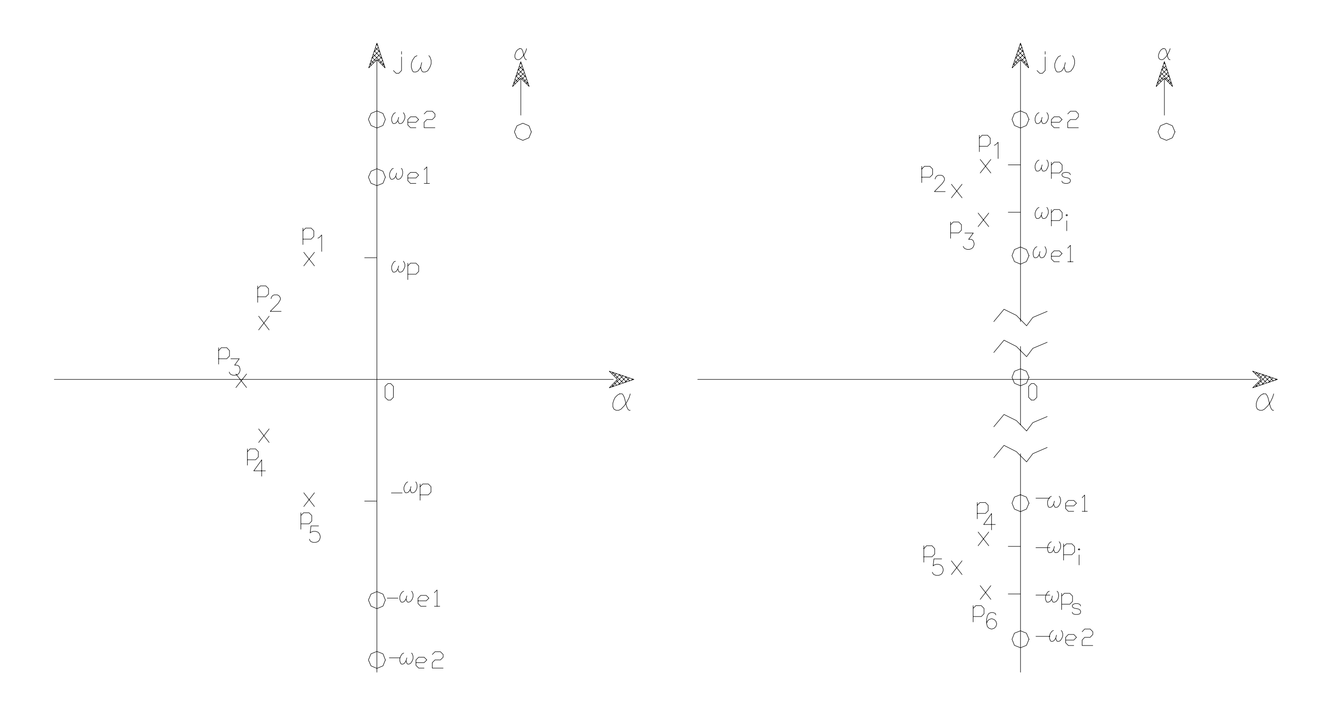


Figura XIV.4. Figura XIV.5.

Indicado en la representación del plano complejo “s” descripta en la figura XIV.4. y su función transferencia por consecuencia es:

$$A(s) = \frac{a_4 \, (s + j\omega_{\varepsilon 1}) \, . \, (s - j\omega_{\varepsilon 1}) \, . \, (s + j\omega_{\varepsilon 2}) \, . \, (s - j\omega_{\varepsilon 2})}{s^5 + b_4 \, s^4 + b_3 \, s^3 + b_2 \, s^2 + b_1 \, s + b_o} \qquad \text{(XIV.3.)}$$

o bien también:

$$A(s) = \frac{a_4 \, (s^2 + \omega^2_{\varepsilon 1}) \, . \, (s^2 + \omega^2_{\varepsilon 2})}{s^5 + b_4 \, s^4 + b_3 \, s^3 + b_2 \, s^2 + b_1 \, s + b_o} \qquad \text{(XIV.3'.)}$$

El otro ejemplo de función transferencia correspondiente a un filtro pasa banda cuya curva hemos representado en la figura XIV.3.b. posee una distribución de polos y ceros típica tal como se representa en la figura XIV.5. mas arriba indicada. Se desprende de la misma que la función transferencia posee ahora seis polos, es decir tres pares complejos conjugados y cinco ceros ubicados sobre el eje imaginario, incluyendo uno en el origen, más un

cero para frecuencia tendiendo a infinito. En consecuencia en este caso, la función transferencia resulta ser la correspondiente a un filtro de orden sexto:

$$A(s) = \frac{a_5 \cdot s \cdot (s^2 + \omega^2_{\varepsilon 1}) \cdot (s^2 + \omega^2_{\varepsilon 2})}{s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_o} \qquad \text{(XIV.4.)}$$

En ambos ejemplos, cuanto mayor sea el factor de selectividad de los filtros, más cercanos al eje imaginario se encuentran ubicados los polos de la función transferencia y por lo tanto una menor estabilidad se observará en el circuito.

A través de un tercer y último ejemplo para esta parte del desarrollo, consideraremos al filtro pasa bajos cuya curva de respuesta en frecuencia del módulo de su transferencia se representa en la figura XIV.6. Observamos ahora que no existen ondulaciones dentro de la banda suprimida vale decir que no se observan valores finitos de frecuencia para las cuales la atenuación de dicha banda suprimida (superior) se haga infinito y por lo tanto su módulo de transferencia cero (es decir no hay ceros en frecuencias finitas), sino que esta se hace cero únicamente para frecuencias tendiendo a infinito.

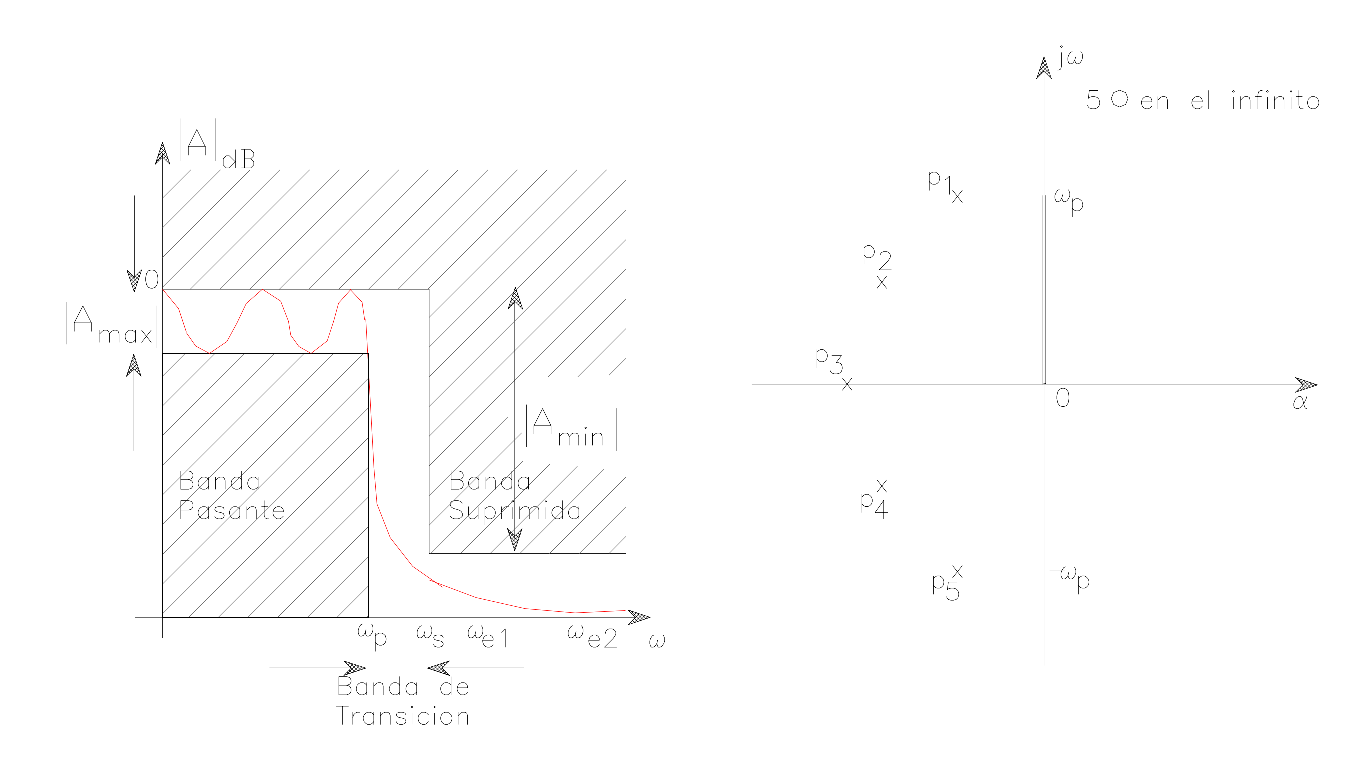


Figura XIV.6. Figura XIV.7.

Entonces es posible que todos los ceros de la función transferencia que corresponde a este caso estén ubicados para frecuencias tendiendo a infinito. Si este es el caso, tal función transferencia puede ser expresada como:

$$A(s) = \frac{a_M}{s^N + b_{N-1} s^{N-1} + \ldots\ldots + b_1 s + b_o} \qquad \text{(XIV.5.)}$$

y en donde el grado del polinomio denominador (N) puede determinarse sumando la cantidad máximos y mínimos (también llamados picos y valles) que la curva representativa del módulo de la transferencia describe dentro de la banda pasante, en este caso cinco. La disposición típica de polos y ceros para este ejemplo se transcribe en la representación del plano complejo "s" que se indica en la figura XIV.7. que es la correspondiente a un Filtro Pasa Bajos Para Todo Polo de Orden Quinto.

XIV.3.- FILTROS BUTTERWORTH Y CHEBYSHEV:

Se trata de dos funciones que se utilizan con frecuencia para aproximar las curvas características de respuesta en frecuencia en amplitud correspondientes a filtros pasa bajos.

Tienen la ventaja de que existen expresiones que permiten determinar en forma relativamente sencilla ciertos parámetros necesarios para el diseño de los circuitos filtro correspondientes, sin necesidad de utilizar un ordenador o bien el empleo tablas de diseño. Sin embargo su utilidad queda restringida a aplicaciones que no demanden severas exigencias en el comportamiento del filtro.

Aún cuando en este trabajo, mediante estas funciones veremos el diseño de filtros pasa bajos, las mencionadas funciones de aproximación que presentaremos se pueden aplicar al diseño de otros tipos de filtro mediante el recurso de transformaciones de frecuencia.

XIV.3.1.- El Filtro BUTTERWORTH:

En la figura XIV.8. que se presenta más abajo, se ilustra una curva de respuesta en frecuencia del módulo correspondiente a la transferencia de un filtro BUTTERWORTH y se puede constatar que tal módulo [A] decrece en forma asintótica por lo que todos los ceros de dicha transferencia se ubican en frecuencias infinito, por lo que se puede calificar como filtro Pasa Bajos Para Todo Polo. Así, de este modo la función transferencia correspondiente a la respuesta de BUTTERWORTH para un orden " n" y con un borde de banda pasante en ω_p resulta ser:

$$[A(j\omega)] = \frac{1}{\left(1 + \varepsilon^2 \cdot \dfrac{\omega^{2n}}{\omega_p^{2n}}\right)^{0,5}}$$

de modo que tal como se observa en la figura XIV.8., para $\omega = \omega_p$

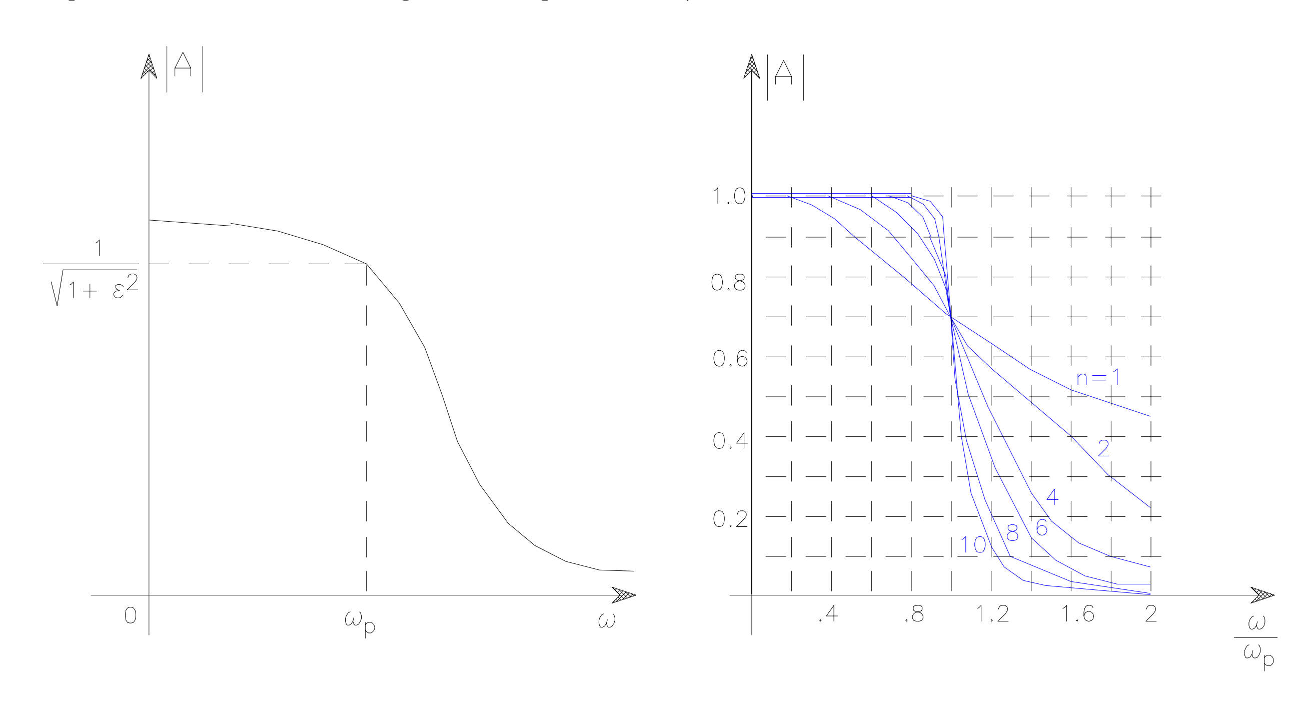


Figura XIV.8. Figura XIV.9.

$$[A(j\omega)] = \frac{1}{(1 + \varepsilon^2)^{0,5}} \qquad \text{y en consecuencia} \qquad \varepsilon = (10^{0,1.Amax} - 1)^{0,5}$$

en tanto el orden "n" determina la planicidad y el grado de aproximación con respecto a la curva del filtro ideal, tal como se puede observar en la gráfica de la figura XIV.9. y en atención a que en el borde de la banda suprimida la atenuación resulta:

$$[A(j\omega_s)]_{dB} = 20 \,.\, \log \left[1 + \left(1 + \varepsilon^2 \,.\, \frac{\omega^{2n}}{\omega_p^{2n}} \right)^{0,5} \right] = A_{MIN}$$

Los polos de la función transferencia de un filtro BUTTERWORTH de orden enésimo se pueden determinar a partir de la construcción gráfica que se ilustra en la figura XIV.10. Se observa allí que los polos de tal función se ubican sobre una circunferencia de radio:

$$\omega_p \,.\, \varepsilon^{-(1/n)}$$

y están espaciados en ángulos iguales determinados por ángulos de valor (π/n), en tanto que los más próximos al eje imaginario ($j\omega$) forman un ángulo con respecto al mismo de valor ($\pi/2n$).

La función transferencia para dichos filtros, llamando ω_o a $\omega_o = \omega_p \,.\, \varepsilon^{-(1/n)}$ y con K, a la ganancia dentro de la banda pasante,:

$$A(s) = \frac{K \,.\, \omega_o^n}{(s - p_1) \,.\, (s - p_2) \,...........\, (s - p_n)}$$

En la figura XIV.11. se presentan como ejemplo las ubicaciones de los polos correspondientes a filtros BUTTERWORTH de segundo y de tercer orden.

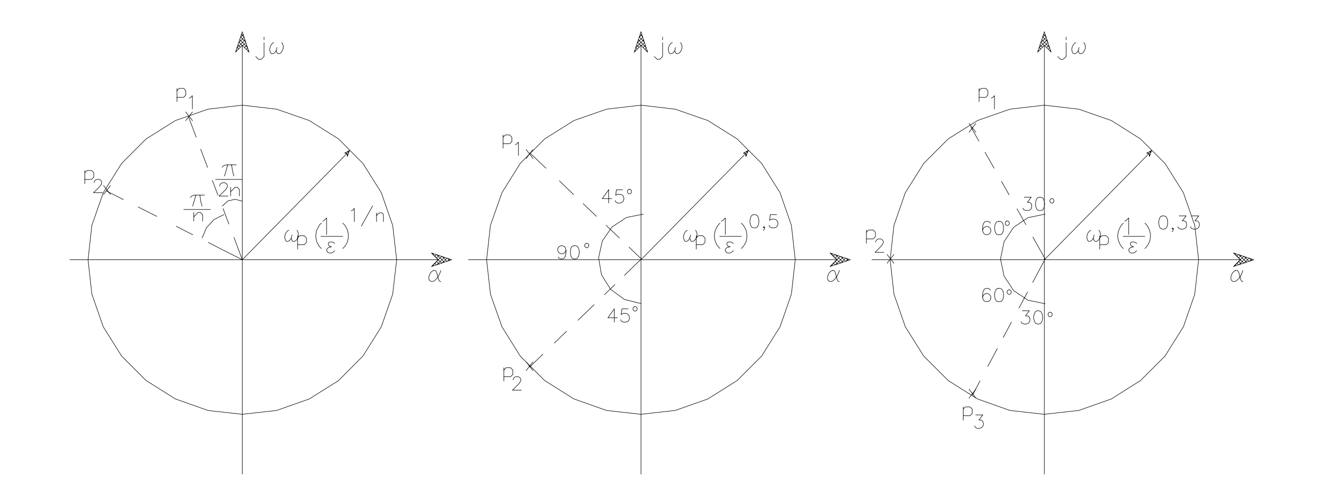


Figura XIV.10. Figura XIV.11.

XIV.3.2.- El Filtro CHEBYSHEV:

En las curvas de respuesta indicadas en las figuras XIV.12. y XIV.13. se presentan dos funciones transferencias en amplitud que corresponden a filtros CHEBYSHEV de orden 4 y de orden 5 respectivamente:

La diferencia respecto a los filtros BUTTERWORTH es que ahora estas funciones presentan ondulaciones comprendidas dentro de la desviación tolerada:

$$A_{MAX} = 20 \,.\, \log \,(1 + \varepsilon^2)^{0,5}$$

dentro de la banda pasante. Mientras en el filtro de orden impar $[A(\omega = 0)] = 1$ en los de orden par resulta $[A(\omega = 0)] = -20 \log \,(1 + \varepsilon^2)^{0,5}$.

En ambos casos el número de máximos y mínimos dentro de la banda pasante es igual al orden del filtro: "n" . Todos los ceros del filtro CHEBYSHEV están en frecuencias infinito, de modo que también se lo clasifica como un Filtro Pasa Bajo Para Todo Polo ya que su transferencia tiende asintóticamente a cero. Dentro de la Banda Pasante:

$$[A(j\omega)] = \frac{1}{\{1 + \varepsilon^2 . \cos^2 [n.\cos^{-1}(\omega / \omega_p) \}^{0,5}} \qquad \text{para} \quad \omega < \text{o igual a } \omega_p$$

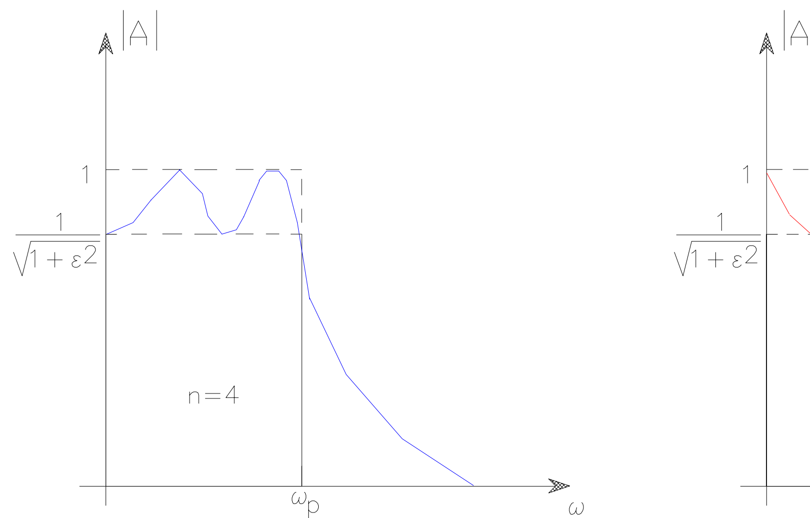


Figura XIV.12.

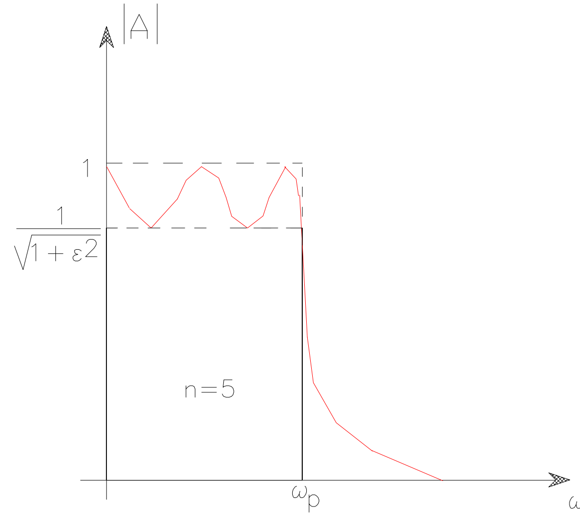


Figura XIV.13.

mientras que fuera de ella:

$$[A(j\omega)] = \frac{1}{\{1 + \varepsilon^2 . \cosh^2 [n.\cosh^{-1}(\omega / \omega_p) \}^{0,5}} \qquad \text{para} \quad \omega > \text{o igual a } \omega_p$$

Resumiendo, el parámetro ε que determina la amplitud de la ondulación dentro de la banda pasante es

$$A_{MAX} = 10 . \log (1 + \varepsilon^2)^{0,5} \qquad \text{o bien} \qquad \varepsilon = (10^{0,1.Amax} - 1)^{0,5}$$

mientras que la atenuación alcanzada en el borde de la banda suprimida resulta:

$$A_{MIN} = 10 . \log \{1 + \varepsilon^2 . \cosh^2 [n.\cosh^{-1}(\omega / \omega_p) \}$$

Con ayuda de calculadora se puede determinar el orden "n" necesario para obtener una atenuación A_{MIN} determinada, así como el número "n" entero que produzca tal característica.

Como en el caso del filtro BUTTERWORTH al aumentar el orden "n" de un filtro CHEBYSHEV su función módulo de la transferencia se aproxima a la respuesta ideal del filtro pasa bajos de respuesta abrupta.

Los polos del filtro CHEBYSHEV se pueden determinar por la expresión:

$$p_k = -\omega_p \text{ sen} \left(\frac{2.K - 1}{n} . \frac{\pi}{2} \right) . \text{senh} \left(\frac{1}{n} . \text{senh}^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right) + j\omega_p . \cos \left(\frac{2.K - 1}{n} . \frac{\pi}{2} \right) . \cosh \left(\frac{1}{n} . \text{senh}^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right)$$

con K = 1 , 2 , 3 ....n , con lo que finalmente la función transferencia para el filtro CHEBYSHEV resulta ser:

$$A(s) = \frac{K \cdot \omega_o^n}{\varepsilon \cdot 2^{n-1} \cdot (s - p_1) \cdot (s - p_2) \ldots\ldots\ldots (s - p_n)}$$

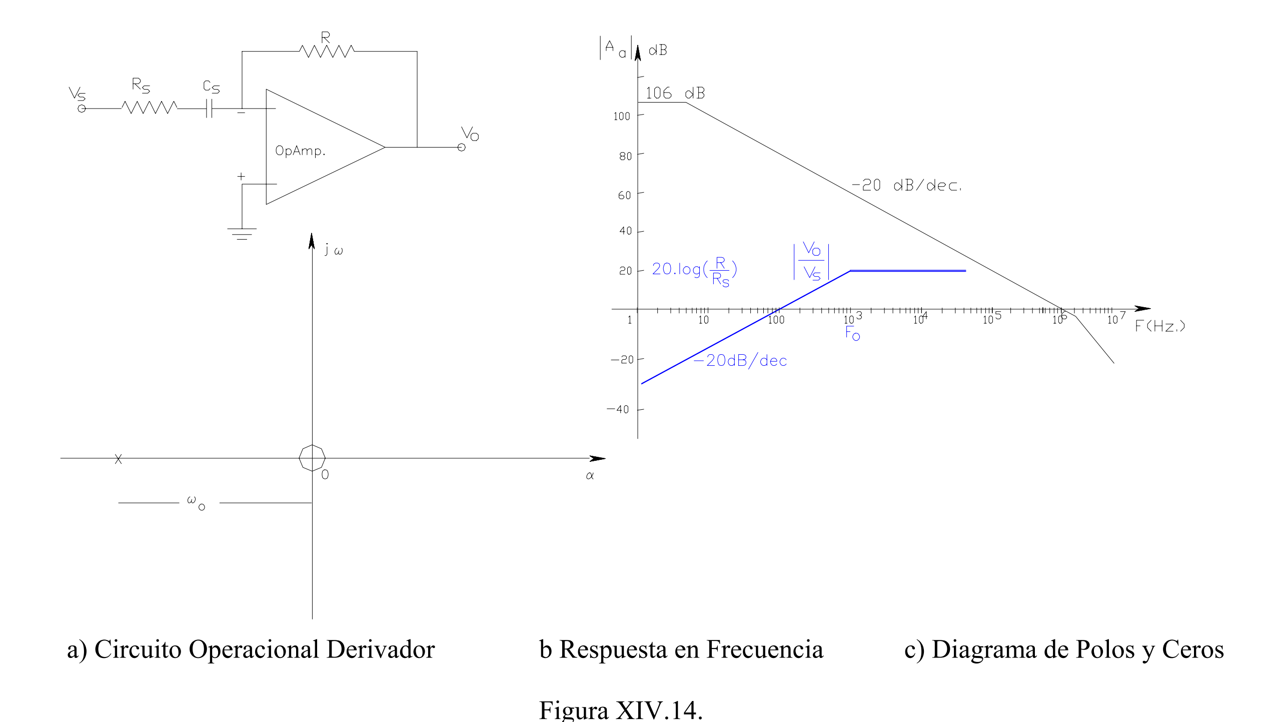
El filtro CHEBYSHEV permite obtener una aproximación más eficiente al filtro ideal que lo que se consigue con el filtro BUTTERWORTH para igual orden y para una misma desviación A_{MAX} .

XIV.4.- FUNCIONES DE FILTROS DE PRIMER Y SEGUNDO ORDEN:

Las funciones de filtros de primer orden corresponden por ejemplo a los circuitos operacional derivador y al circuito operacional integrador tal como se han estudiado precedentemente y que se resumen a continuación:

a) Circuito Operacional Derivador - Filtro Pasa Alto de Primer Orden:

En la figura siguiente se resumen las características de este circuito con indicación de a) circuito práctico y estable; b) representación asintótica de la curva de respuesta en frecuencia del módulo de su transferencia ; y c) distribución típica de los polos y ceros de dicha función transferencia:



a) Circuito Operacional Derivador b Respuesta en Frecuencia c) Diagrama de Polos y Ceros

Figura XIV.14.

En la figura XIV.14.a. atento las características ideales del OpAmp., el terminal inversor se comporta como tierra virtual, de modo que:

$$I = \frac{-V_o}{R} = \frac{V_s}{R_s + \dfrac{1}{s \cdot C_s}} \quad ; \quad \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R}{R_s + \dfrac{1}{s \cdot C_s}} = \frac{-R}{R_s \cdot \left(1 + \dfrac{1}{s \cdot C_s \cdot R_s}\right)} \quad ; \quad \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R \cdot s}{R_s \cdot \left(s + \dfrac{1}{C_s \cdot R_s}\right)}$$

y recordando la definición de F_o :

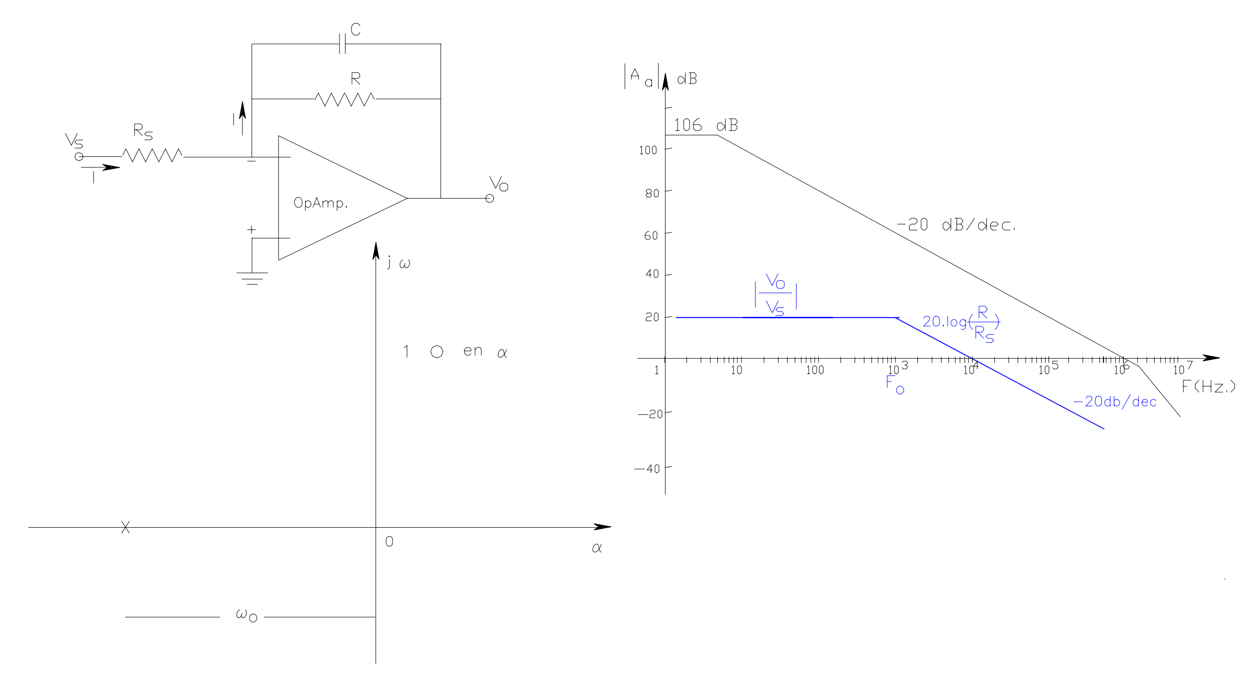
$$F_o = \frac{1}{2 \pi \; C_s \; R_s}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{R}{R_s} \cdot \frac{j\,F}{j\,F + F_o} = -\frac{R}{R_s} \cdot \frac{j\,\dfrac{F}{F_o}}{1 + j\,\dfrac{F}{F_o}}$$ y pasándola a dB:

$$/\,A_{af}\,/_{dB} = 20 \,.\, \log \frac{R}{R_s} + 20 \,.\, \log \frac{F}{F_o} - 20 \,.\, \log \left(1 + \frac{F^2}{F_o^{\,2}}\right)^{0,5}$$

b) Circuito Operacional Integrador - Filtro Pasa Bajos de Primer Orden:

En la figura siguiente se resumen las características de este circuito con indicación de a) circuito práctico y estable; b) representación asintótica de la curva de respuesta en frecuencia del módulo de su transferencia ; y c) distribución típica de los polos y ceros de dicha función transferencia:



a) Circuito Operacional Derivador b Respuesta en Frecuencia c) Diagrama de Polos y Ceros

Figura XIV.15.

En la figura XIV.15.a. atento las características ideales del OpAmp., el terminal inversor se comporta como tierra virtual, de modo que:

$$I = \frac{V_s}{R_s} = \frac{-V_o}{\dfrac{R}{1 + s\,.\,C\,.\,R}} \quad ; \quad \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R}{R_s\,.\,(1 + s\ C\,.\,R)} = \frac{-R}{R_s} \cdot \frac{1}{(1 + s\,.\,C\,.\,R)}$$

y recordando la definición de F_o :

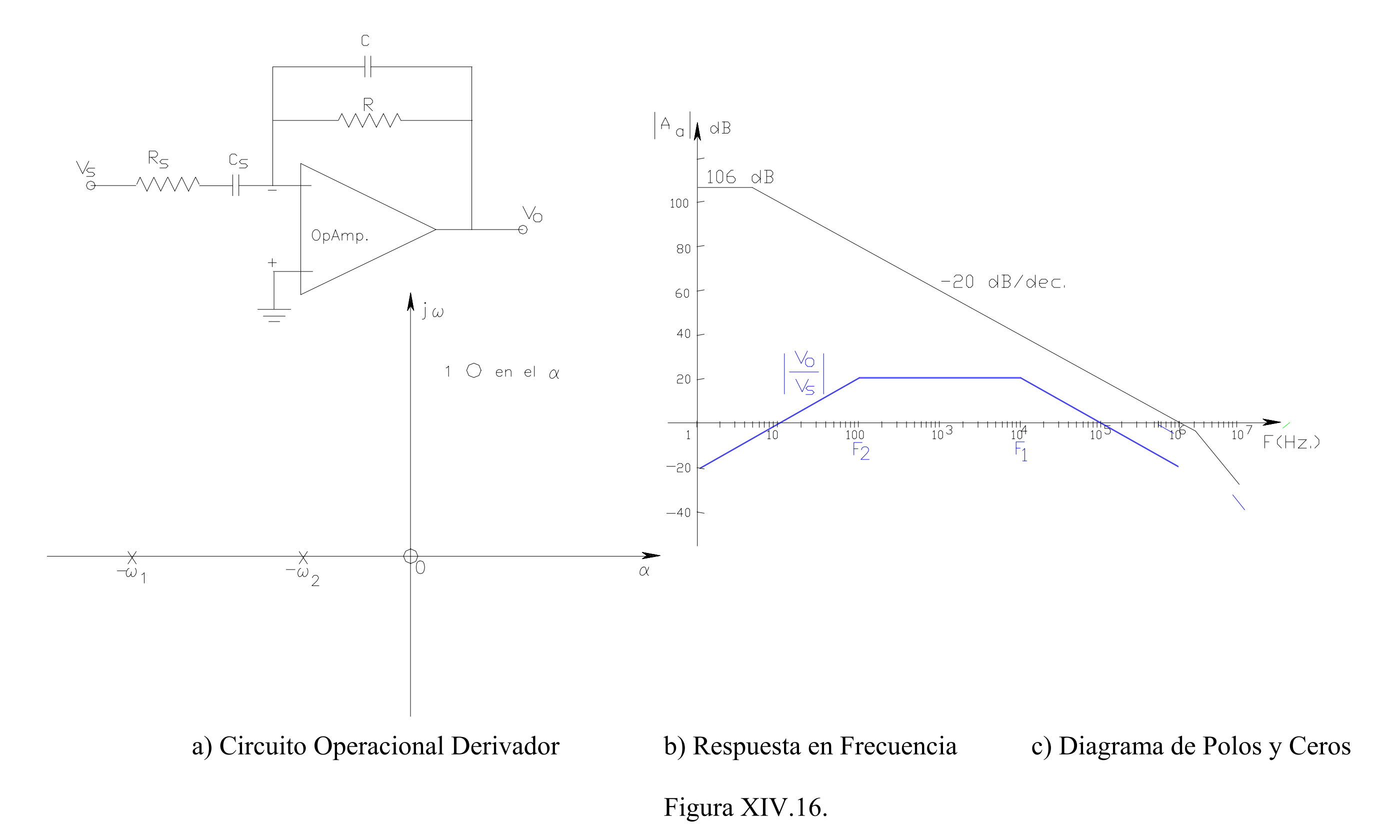
$$F_o = \frac{1}{2\,\pi\ C\ R}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = - \frac{R}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + j \dfrac{F}{F_o}}$$ y pasándola a dB:

$$/ A_{af} /_{dB} = 20 \cdot \log \frac{R}{R_s} + 20 \cdot \log \left(1 + \frac{F^2}{F_o^{\,2}} \right)^{0,5}$$

c) Circuito Derivador Operacional Práctico - Filtro Pasa Banda de Primer Orden:

En la figura siguiente se resumen las características de este circuito con indicación de a) circuito práctico y estable; b) representación asintótica de la curva de respuesta en frecuencia del módulo de su transferencia ; y c) distribución típica de los polos y ceros de dicha función transferencia:



a) Circuito Operacional Derivador b) Respuesta en Frecuencia c) Diagrama de Polos y Ceros

Figura XIV.16.

En la figura XIV.16.a. atento las características ideales del OpAmp., el terminal inversor se comporta como tierra virtual, de modo que:

$$I = \frac{V_s}{R_s + \dfrac{1}{s \cdot C_s}} = \frac{-V_o}{\dfrac{R}{1 + s \cdot C \cdot R}} \quad ; \quad \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R}{R_s \cdot (1 + s\ C \cdot R) \left(R_s + \dfrac{1}{s \cdot C_s} \right)}$$

y recordando las definiciones de F_1 y de F_2:

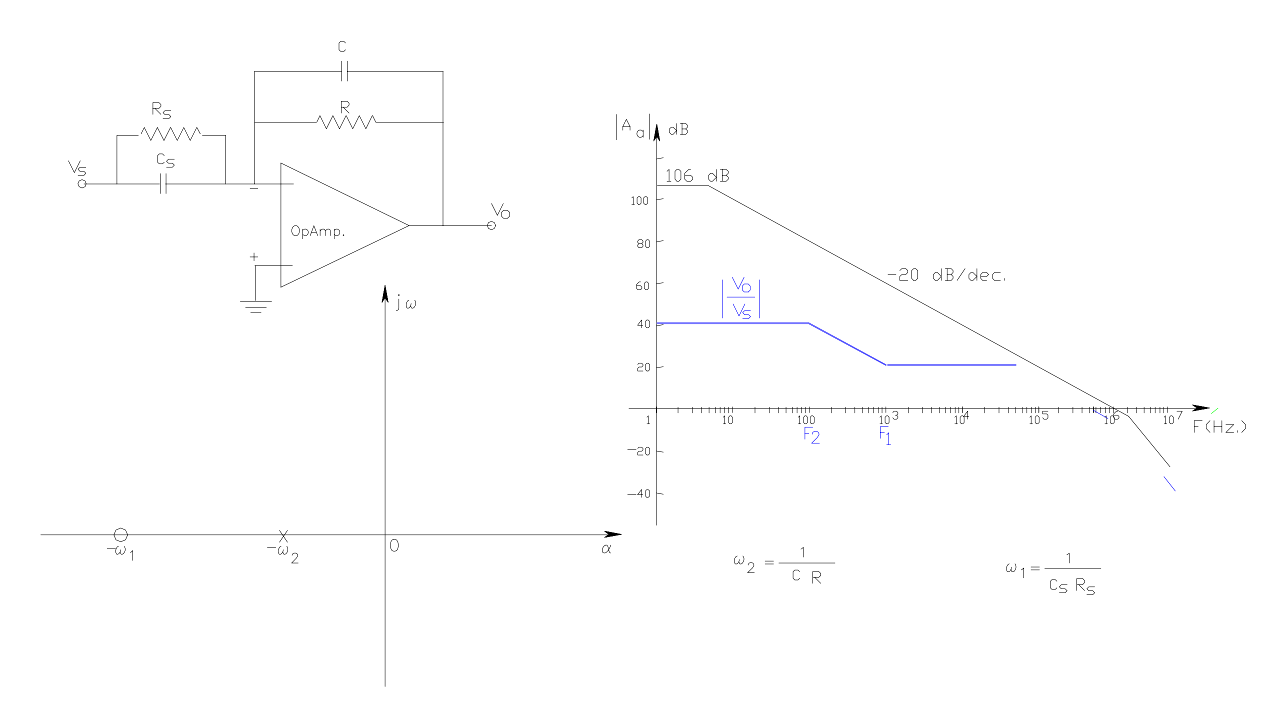
$$F_2 = \frac{1}{2 \pi\ C\ R} \qquad F_1 = \frac{1}{2 \pi\ C_s\ R_s}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{R}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + j\,\frac{F}{F_2}} \cdot \frac{j \cdot \frac{F}{F_1}}{1 + j\,\frac{F}{F_1}}$$ y pasándola a dB:

$$/A_{af}/_{dB} = 20 \cdot \log \frac{R}{R_s} + 20 \cdot \log \left(\frac{F}{F_1}\right) - 20 \cdot \log \left(1 + \frac{F^2}{F_1^2}\right)^{0,5} - 20 \cdot \log \left(1 + \frac{F^2}{F_2^2}\right)^{0,5}$$

d) Filtro General de Primer Orden:

En la figura siguiente se resumen las características de este circuito con indicación de a) circuito práctico y estable; b) representación asintótica de la curva de respuesta en frecuencia del módulo de su transferencia ; y c) distribución típica de los polos y ceros de dicha función transferencia:



a) Circuito Filtro General   b) Respuesta en Frecuencia   c) Diagrama de Polos y Ceros

Figura XIV.17.

dado que su transferencia resulta ser:

$$I = \frac{V_s}{\frac{R_s}{1 + s \cdot C_s \cdot R_s}} = \frac{-V_o}{\frac{R}{1 + s \cdot C \cdot R}} \quad ; \quad \frac{V_o}{V_s} = \frac{-R\ (1 + s \cdot C_s \cdot R_s)}{R_s \cdot (1 + s\ C \cdot R)}$$

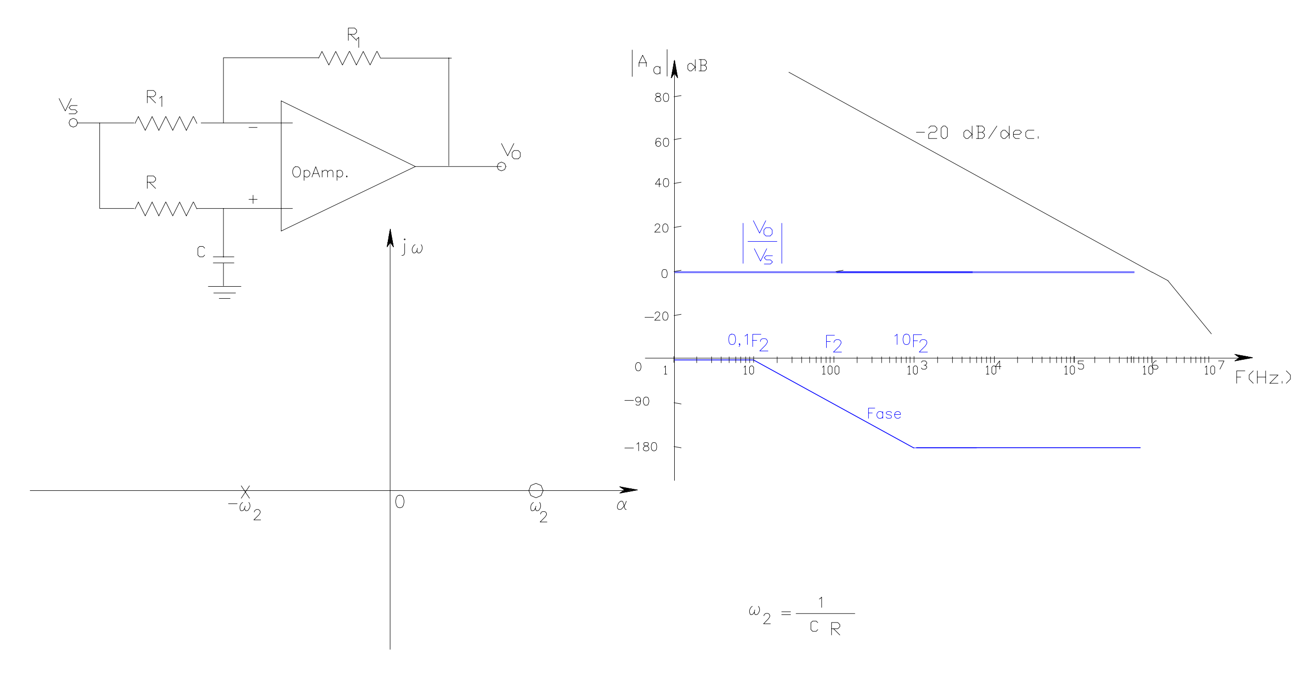
y recordando las definiciones de F_1 y de F_2:

$$F_2 = \frac{1}{2\pi\ C\ R} \qquad F_1 = \frac{1}{2\pi\ C_s\ R_s}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{R}{R_s} \cdot \frac{1 + j \cdot \dfrac{F}{F_1}}{1 + j \dfrac{F}{F_2}}$$ luego, pasándola a dB:

$$/ A_{af} /_{dB} = 20 \cdot \log \frac{R}{R_s} + 20 \cdot \log \left(1 + \frac{F^2}{F_1^2} \right)^{0,5} - 20 \cdot \log \left(1 + \frac{F^2}{F_2^2} \right)^{0,5}$$

e) Filtro Pasa Todo de Primer Orden:



a) Circuito Filtro Pasatodo (Defasador)   b) Respuesta en Frecuencia   c) Diagrama de Polos y Ceros

Figura XIV.18.

Todos estos filtros pueden conectarse en cascada para obtener un filtro de orden superior. El diseño de filtros por conexión en cascada es uno de los métodos más utilizados ya que aprovecha la característica de baja resistencia de salida de los amplificadores operacionales como asimismo del muestreo de tensión que esta asociado a la red de realimentación utilizada, de modo tal que al agregar una segunda etapa en cascada, las características de la etapa anterior no se modifican.

XIV.5.- FUNCIONES DE FILTROS DE SEGUNDO ORDEN:

La función bicuadrática de transferencia de un filtro, o función transferencia general de segundo orden, suele también ser presentada de forma estándar, según la expresión:

$$A(s) = \frac{a_2\, s^2 + a_1\, s + a_o}{s^2 + (\omega_o/Q)\, s + \omega_o} \qquad \text{(XIV.6.)}$$

en donde los parámetros Q y ω_o que determinan los coeficientes lineal e independiente del polinomio denominador condicionan la ubicación de los polos complejos conjugados de dicha función transferencia, según:

$$p_1 = \frac{\omega_o}{2Q} + j\,\omega_o\left[1 - \left(\frac{1}{4Q^2}\right)\right]^{0,5} \qquad y \qquad p_2 = \frac{\omega_o}{2Q} - j\,\omega_o\left[1 - \left(\frac{1}{4Q^2}\right)\right]^{0,5}$$

para todo $Q > 0,5$. Tal como se indica en la figura XIV.19. cuanto mayor sea el factor de calidad Q, mas cerca del eje imaginario se ubican los polos complejos conjugados, en tanto que el radiovector ω_o es directamente proporcional a la frecuencia en que dichos polos se ubican.

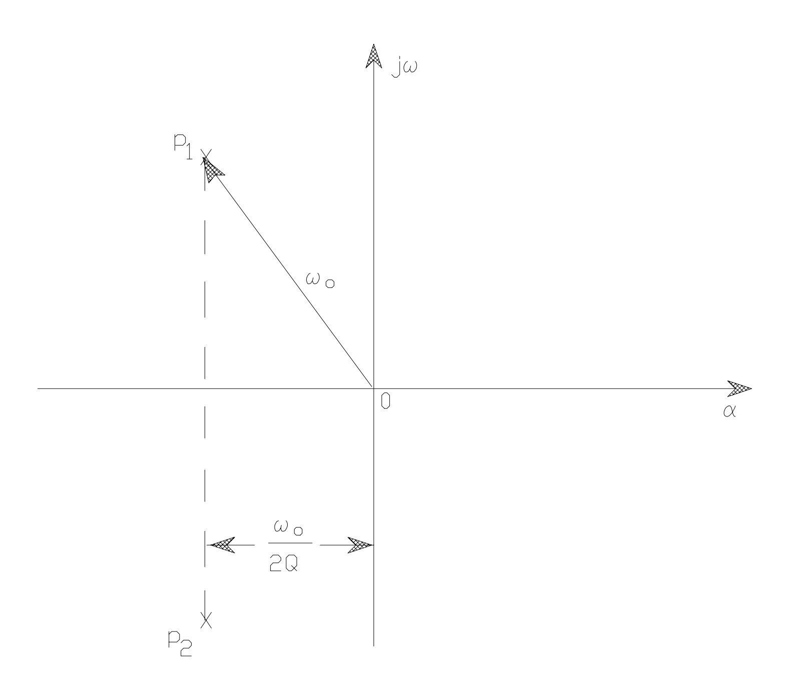


Figura XIV.19.

Como ya hemos visto en el Capítulo precedente, si Q tiende a infinito los polos son imaginarios puros y conjugados y el circuito puede oscilar en tanto que si se ubican en el semiplano derecho, el circuito ciertamente produciría oscilaciones (Q negativos).

En cuanto al polinomio numerador, los ceros de la transferencia del filtro de segundo orden dependen de los valores de los coeficientes a_2 , a_1 y a_o y estos a su vez determinan el tipo de filtro de que se trate. Entre las diversas alternativas que pueden plantearse rescatamos cuatro tipos básicos de filtros de segundo orden que resumimos de la siguiente forma:

a) Filtro Pasa Bajos de Segundo Orden:

En este caso la función transferencia es:

$$A(s) = \frac{a_o}{s^2 + (\omega_o/Q)\,s + \omega_o} \qquad \text{(XIV.7.)}$$

mientras que la ubicación típica de los polos y ceros y la curva de respuesta en frecuencia se describen en la figura XIV.20.

b) Filtro Pasa Altos de Segundo Orden:

Ahora se tiene:

$$A(s) = \frac{a_2\ s^2}{s^2 + (\omega_o/Q)\,s + \omega_o} \qquad \text{(XIV.8.)}$$

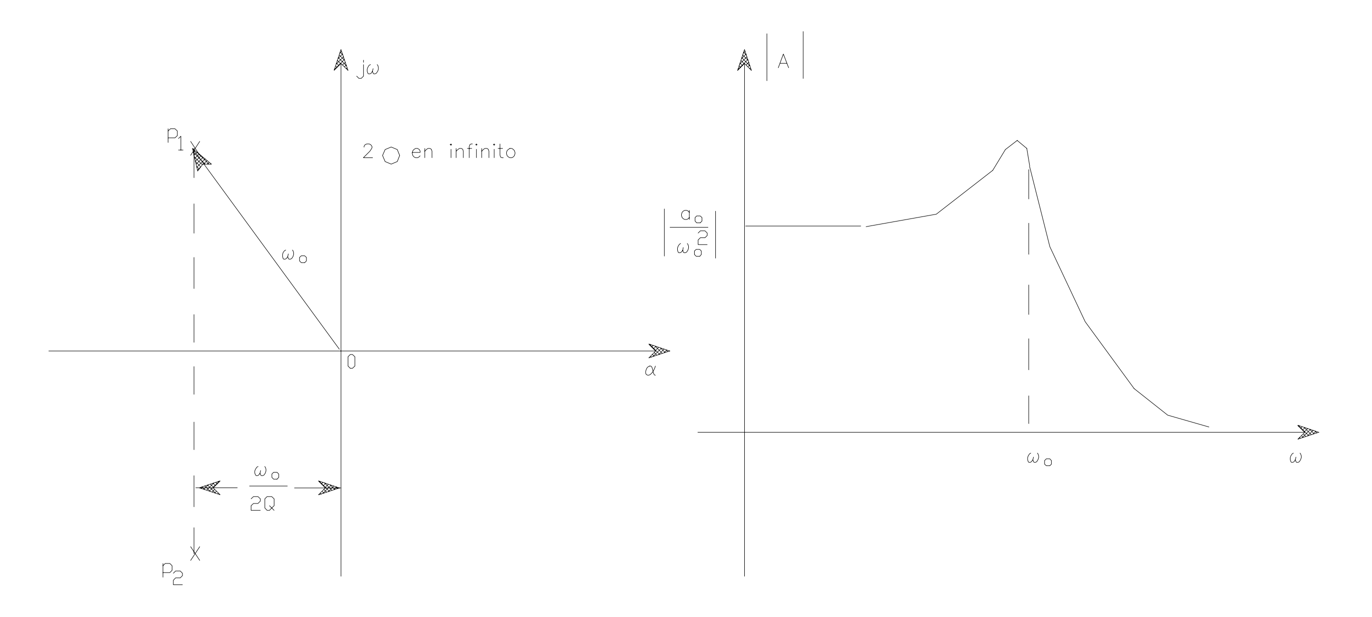


Figura XIV.20.

en tanto que el diagrama de polos y ceros y la curva de respuesta en frecuencia típicos se representa en la figura XIV.21.

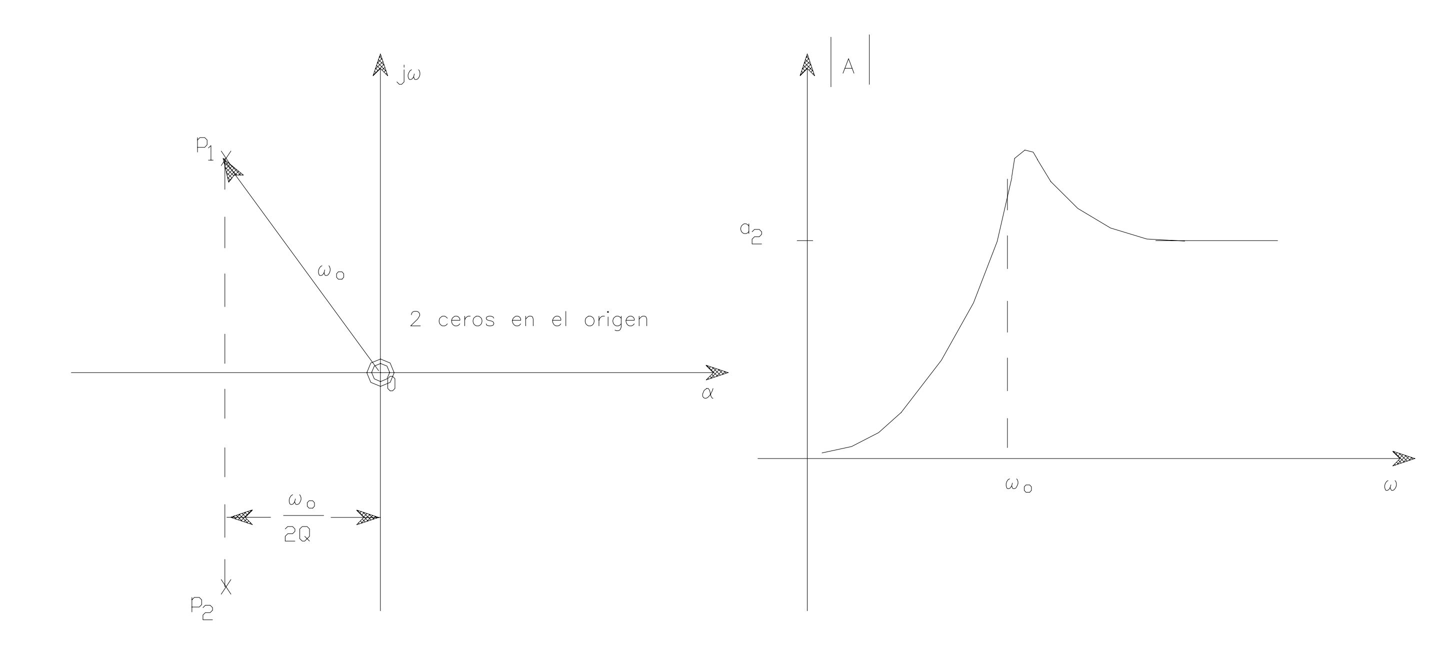


Figura XIV.21.

c) Filtro Pasa Banda de Segundo Orden (o de Banda Pasante):

En este caso la función transferencia es:

$$A(s) = \frac{a_1 \; s}{s^2 + (\omega_o/Q)\, s + \omega_o} \qquad \text{(XIV.9.)}$$

y en la figura XIV.22. se representa la ubicación típica de las singularidades de dicha función, así como el formato característico de la curva de respuesta en frecuencia:

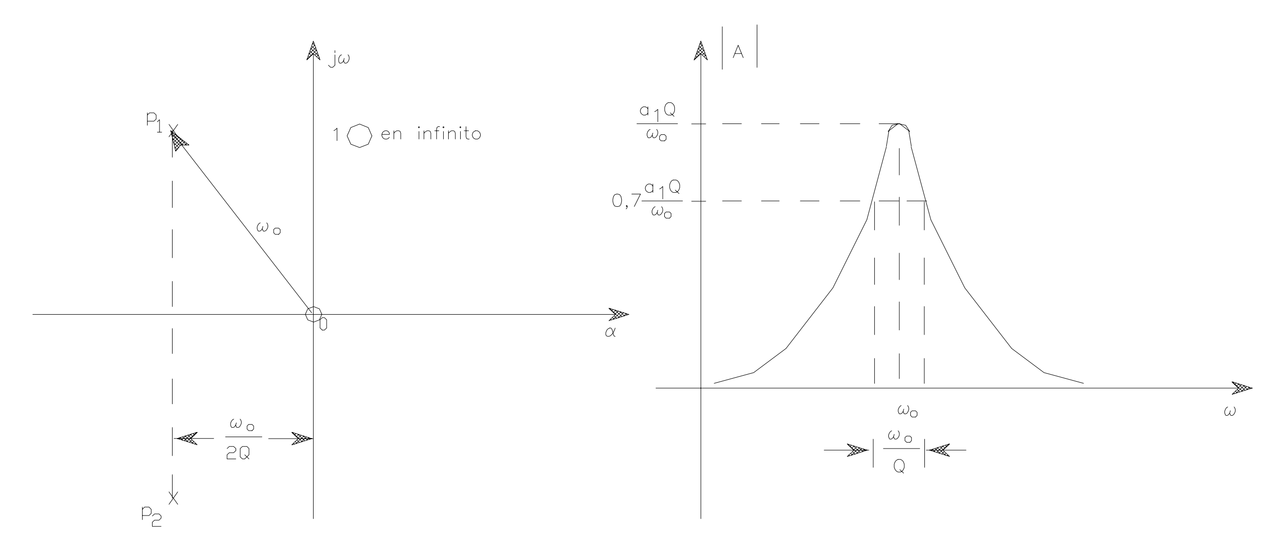


Figura XIV.22.

d) Filtro Elimina Banda de Segundo Orden (Stop Band):

La función transferencia correspondiente a este tipo de filtro es:

$$A(s) = \frac{s^2 + \omega_o}{s^2 + (\omega_o/Q)\, s + \omega_o} \qquad \text{(XIV.10.)}$$

y la figura XIV.23. contiene la información típica acerca del diagrama de polos y ceros y de la curva de respuesta en frecuencia correspondiente a este tipo de filtro:

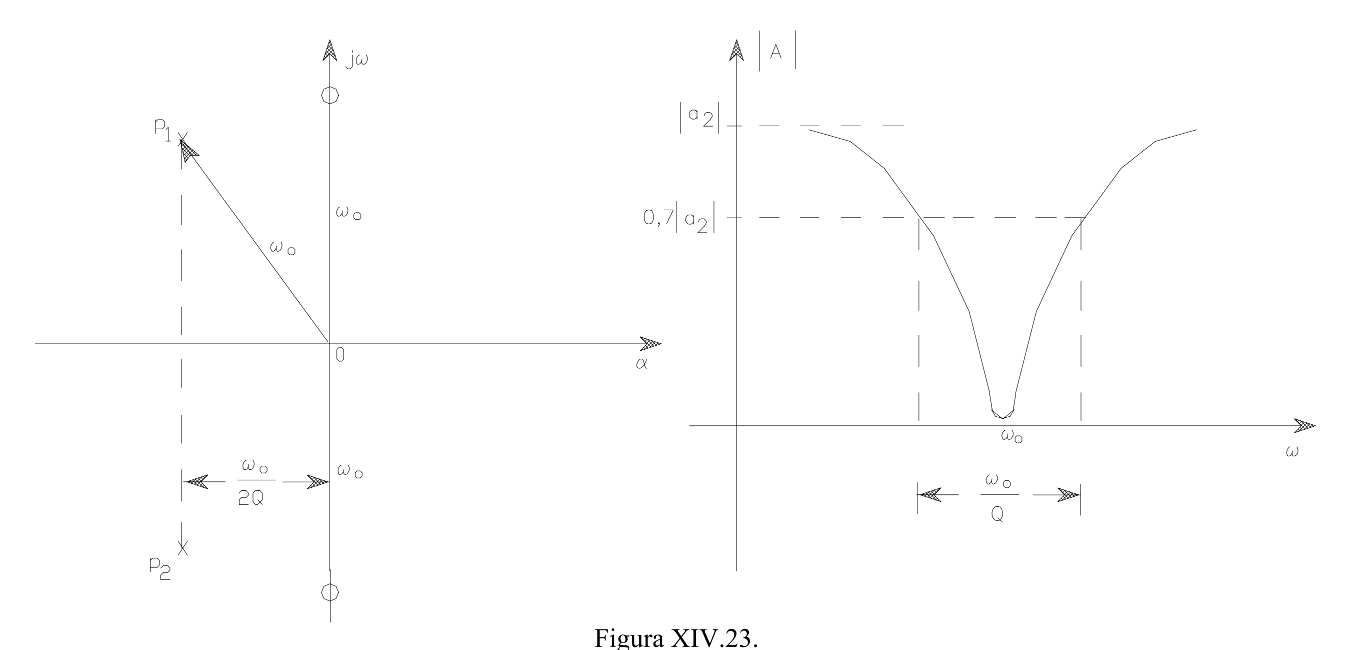


Figura XIV.23.

XIV.5.1.- Circuitos Resonantes LCR como filtros de Segundo Orden:

El esquema de la figura XIV.24. presenta un circuito resonante paralelo LCR que se estudia ampliamente en los tratados de la Teoría de los Circuitos, particularmente en lo relativo a los “polos naturales” o bien las raíces de su función admitancia.

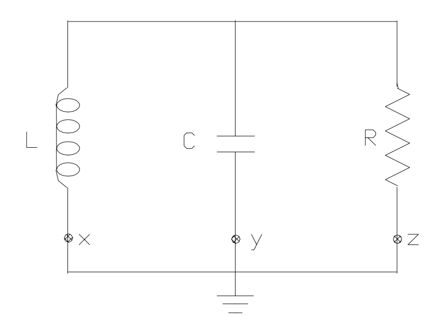


Figura XIV.24.

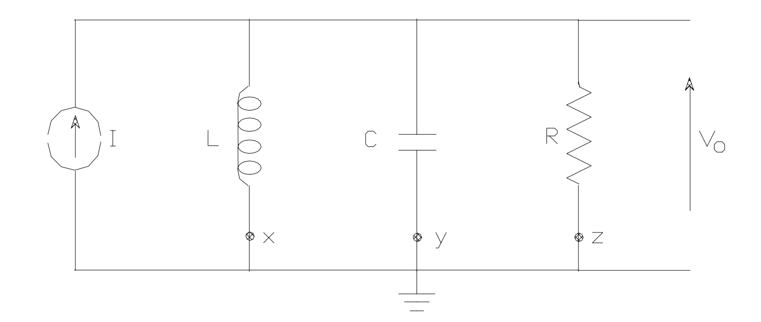


Figura XIV.25.

Dicha admitancia que define la relación entre la corriente y la tensión del circuito de prueba que ensayamos en la figura XIV.25. resulta ser entonces:

$$\frac{V_o}{I} = \frac{1}{Y_p} = \frac{1}{\frac{1}{sL} + sC + \frac{1}{R}} = \frac{s\,.\,(1/C)}{s^2 + s\,\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} \qquad \text{(XIV.11.)}$$

denominador que comparado con la expresión genérica (XIV.6.) determina que en este circuito:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{L\,C} \quad ; \; \omega_o = \frac{1}{(L\,C)^{0,5}} \quad ; \quad \frac{\omega_o}{Q} = \frac{1}{R\,C} \quad ; \quad Q = \omega_o\,C\,R$$

respectivamente, pulsación de resonancia y factor de calidad del circuito resonante paralelo. Asimismo, en la expresión (XIV.11.) se aprecia la presencia de un cero en el origen y por lo tanto otro en el infinito.

Existen otras diversas formas de excitar a este mismo circuito de modo que su característica operativa siga condicionada por lo polos naturales y por ello hemos señalado en el esquema de la figura XIV.24. , a los bornes "x , y , z" . Así utilizando una fuente ideal de tensión de excitación la misma puede ir conectada entre cualquiera o mas de un borne en paralelo y masa sin que se altere la estructura natural de polos del LCR . El circuito de la figura XIV.26. constituye un ejemplo de lo dicho, ya que aquí la transferencia directa de tensiones de este circuito es:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_{RC}}{Z_{RC} + Z_L} = \frac{\frac{R}{1 + s\,C\,R}}{s\,L + \frac{R}{1 + s\,C\,R}} = \frac{\frac{1}{L\,C}}{s^2 + s\,\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} \qquad \text{(XIV.12.)}$$

notándose que se conserva la estructura de polos, solo que ahora ambos ceros se ubican en frecuencia infinito, por lo que esta disposición arroja una transferencia correspondiente a un filtro pasa bajos de segundo orden.

En cambio para el circuito de la figura XIV.27. la transferencia de tensiones resulta ser:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_{RL}}{Z_{RL} + Z_C} = \frac{\frac{R\,.\,s\,L}{R + s\,L}}{\frac{1}{s\,C} + \frac{R\,.\,s\,L}{R + s\,L}} = \frac{s^2}{s^2 + s\,\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} \qquad \text{(XIV.13.)}$$

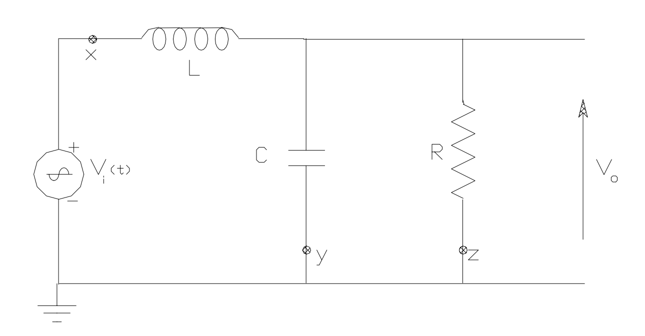


Figura XIV.26.

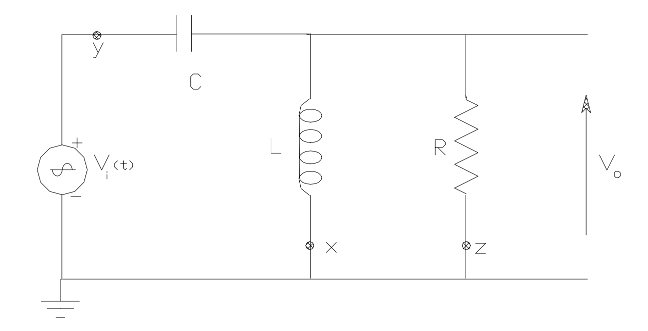


Figura XIV.27

correspondiendo a la función transferencia de un filtro pasa altos de segundo orden.

De igual modo, en las figuras XIV.28. y XIV.29. se indican los circuitos que corresponden a un filtro de segundo orden del tipo pasa banda y elimina banda, respectivamente, afirmación que se corrobora con las funciones transferencia que en las mismas figuras se indican.

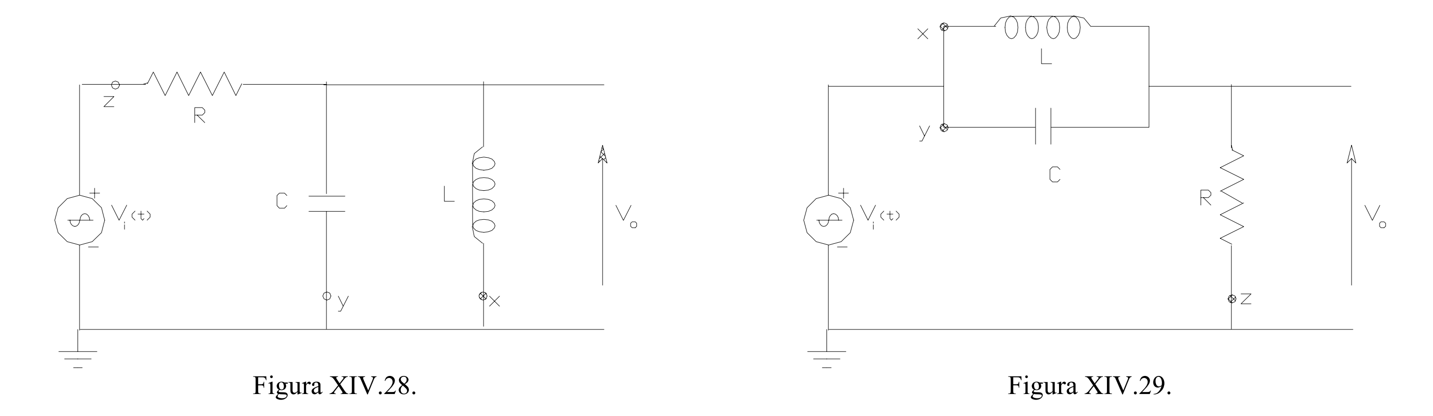


Figura XIV.28.

Figura XIV.29.

XIV.5.2.- Simulación del Inductor L mediante circuito Operacional y red RC:

Una posible forma de simular las características operativas de un inductor utilizando dos Op.Amp. y circuitos RC, forma que probablemente sea la que mejor disimule los apartamientos de los Op.Amp. reales respecto del ideal, es el circuito ideado por A. ANTONIOU que se presenta en la figura XIV.30.

En la citada figura se han marcado con un número entre paréntesis la secuencia de pasos que, basados en las características dinámicas ideales de un Op.Amp., permiten justificar el comportamiento del circuito, a saber:

Aplicando V_i a la entrada (1), dada la característica de equipotencialidad de terminales de entrada de los Op.Amp la misma tensión se tiene entre los resistores R_2 y R_3 (2) y también entre C_4 y R_5 (3). En consecuencia la corriente en R_5 resulta ser: (V_i / R_5) (4).

Como la corriente en los terminales de los Op.Amp. resultan nulas la misma corriente circula por C_4 y en consecuencia la diferencia de potencial del nodo de unión entre R_3 y C_4 es:

$$(5) \qquad V_i + \frac{V_i}{s\,C_4\;R_5} = V_i\left(1 + \frac{1}{s\,C_4\;R_5}\right)$$

Por la misma razón la corriente en R_2 es la misma que en R_3 y resulta ser:

$$(6) \qquad \frac{V_i \; - \; V_i \left(1 + \dfrac{1}{s\,C_4\,R_5}\right)}{R_3} = \frac{V_i}{s\,C_4\,R_5\,R_3}$$

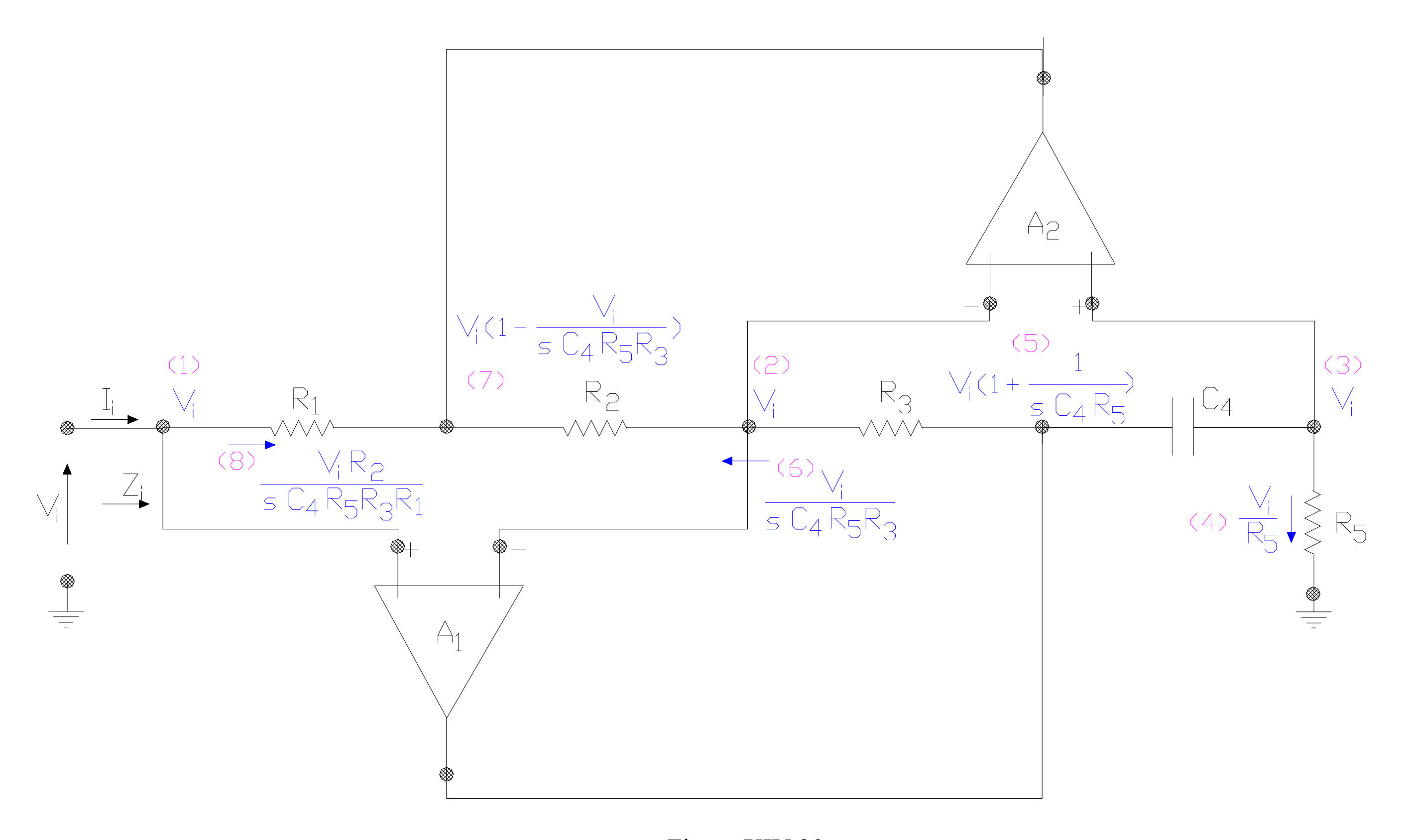


Figura XIV.30

En consecuencia el potencial del nodo de unión entre R_2 y R_1 resulta:

$$(7) \qquad V_i \; - \; \frac{V_i}{s\,C_4\,R_5\,R_3} \, . \, R_2$$

entonces la corriente en R_1 queda determinada por:

$$(8) \qquad \frac{V_i \; - \; \left[\, V_i \left(1 \; - \; \dfrac{R_2}{s\,C_4\,R_5\,R_3}\right) \right]}{R_1} = \frac{V_i\,R_2}{s\,C_4\,R_5\,R_3\,R_1} = I_i \qquad (9)$$

expresión esta última en la que se ha indicado que dicha corriente coincide con I_i (9).

En consecuencia la impedancia de entrada a este circuito queda:

$$Z = \frac{V_i}{I_i} = s\,C_4\,R_5\,R_3 \, . \, \frac{R_1}{R_2} \qquad (10)$$

que es equivalente a la que presenta un inductor cuya inductancia fuese:

$$L_{equiv} = C_4 \; R_5 \; R_3 \; . \frac{R_1}{R_2} \qquad (10')$$

Así, si en el circuito se tiene que $R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = R$ y $C = C_4$

$$L_{equiv} = C \; R^2$$

por lo que seleccionando adecuadamente C y R se tiene el determinado valor de L buscado.

XIV.5.3.- Ejemplos de Filtros de Segundo Orden basados en LCR con simulación de L:

Justificados en las características de los circuitos resonantes LCR precedentemente detalladas y por reemplazo del inductor por medio del circuito simulador A. ANTONIOU recién detallado, los circuitos de las figuras XIV.31. y XIV.32. corresponden, respectivamente a filtros de segundo orden tipo Pasa Banda y elimina banda. En ambos casos la tensión de salida filtrada se toma mediante la utilización de un tercer circuuito Op.Amp. en configuración no inversor (con alta resistencia de entrada) a los efectos de no perturbar al circuito LCR en el punto de carga y en consecuencia mantener las características de sus polos naturales.

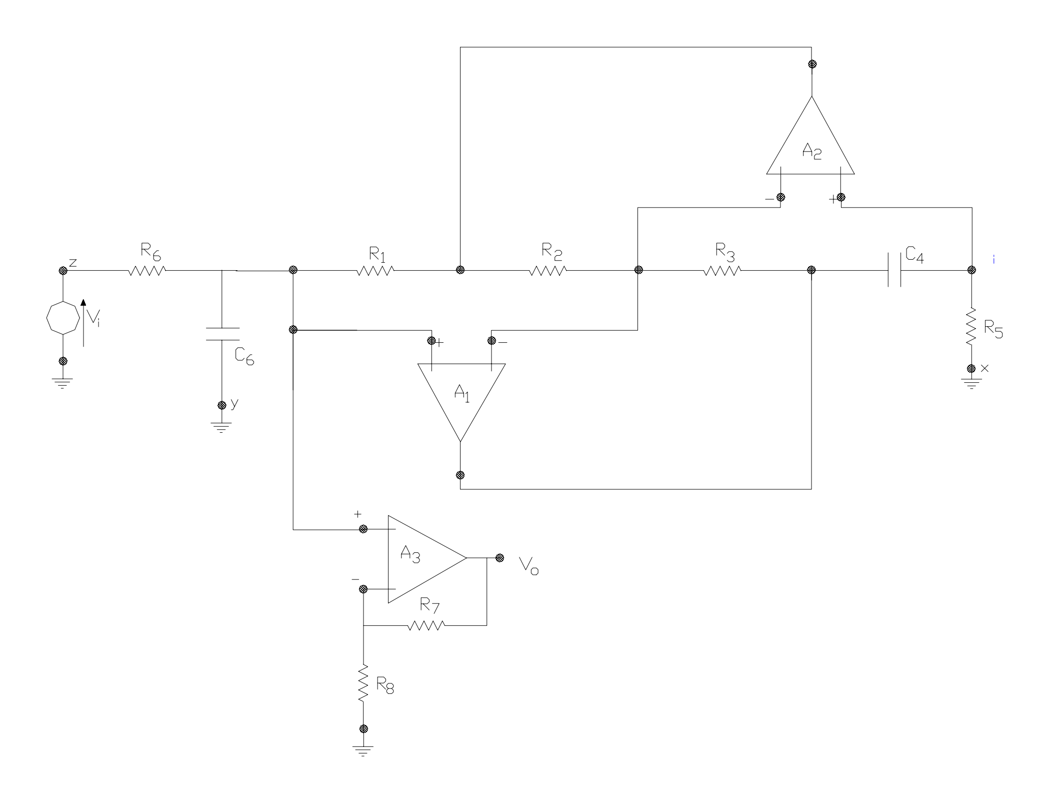


Figura XIV.31.

XIV.6.- FILTROS DE SEGUNDO ORDEN POR ACOPLAMIENTO EN CASCADA DE CIRCUITOS INTEGRADORES OPERACIONALES:

Para introducirnos en el filtro bicuadrado de dos integradores en cascada, como también se denominan a estos circuitos, consideraremos la función transferencia (XIV.8.) correspondiente a un filtro de segundo orden tipo Pasa Altos, y a partir de ella llamando $K = a_2$, podemos expresar a la tensión de salida de este filtro, en el dominio de frecuencia compleja (s) y en función de la transformada de la tensión de entrada tal como se indica más adelante.

$$V_{PA} = \frac{K \; . \; s^2}{s^2 + s \; . \; (\omega_o / Q) + \omega_o^2} \; . \; V_i \qquad (XIV.14)$$

operando matemáticamente, es decir, pasando el denominador del 2do. miembro multiplicando al primero, igualando a cero y dividiendo por s^2 :

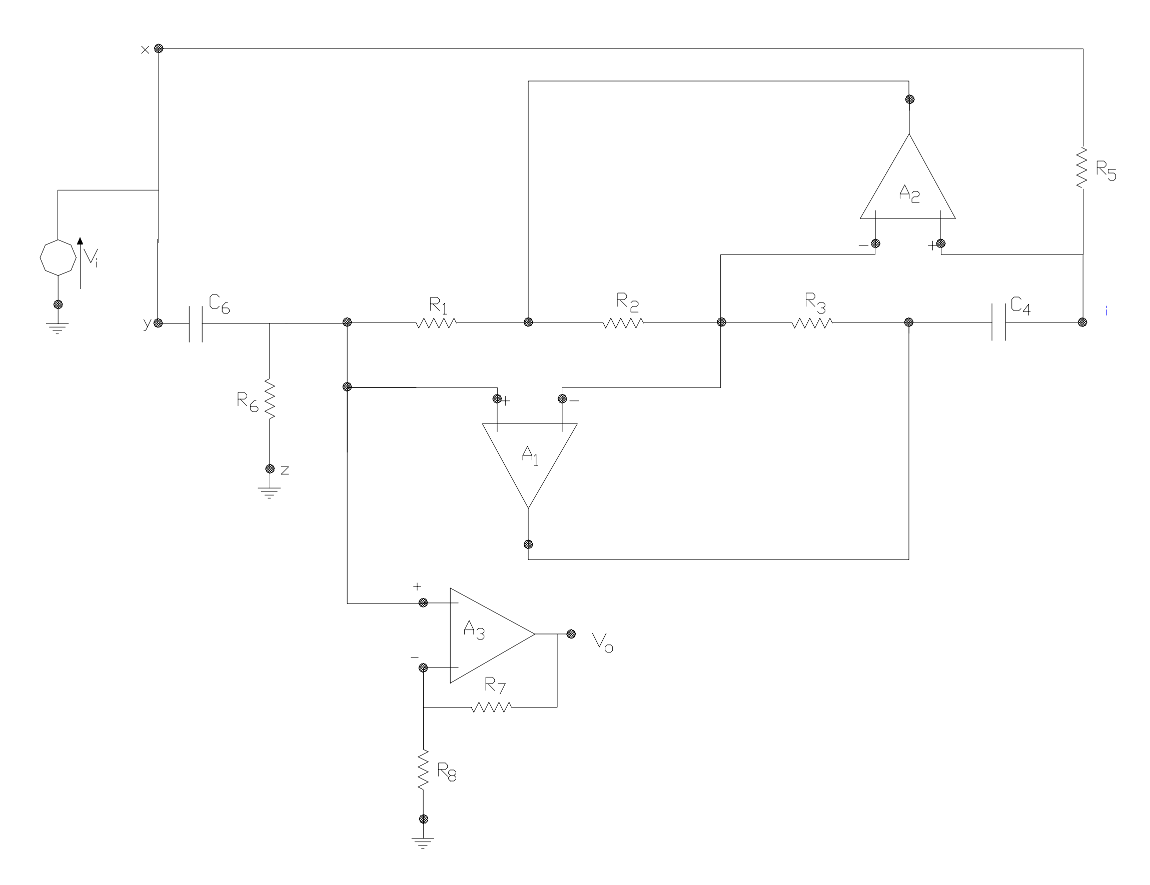


Figura XIV.32.

$$V_{PA} + \frac{1}{Q} \cdot \frac{\omega_o}{s} V_{PA} + \frac{\omega_o^2}{s^2} V_{PA} - K\, V_i = 0$$

Esta última expresión puede ser interpretada gráficamente a través de un diagrama de bloques tal como se indica figura XIV.33.

En dicha figura se están empleando dos bloques con funciones de integración y un sumador y como conclusión puede interpretarse que a partir del mismo pueden extraerse 3 señales que corresponden a las salidas de los filtros Pasa Altos (V_{PA}), de Banda Pasante (V_{BP}) y Pasa Bajos (V_{PB}) . Así en la primer salida se tendrá:

$$V_{PA} = K\, V_i - \frac{1}{Q} \cdot \frac{\omega_o}{s} V_{PA} - \frac{\omega_o^2}{s^2} V_{PA} \qquad \text{(XIV.15.)}$$

En la segunda salida, el primer circuito integrador provee una señal que es $[V_{PA} \cdot (- \frac{\omega_o}{s})]$, por lo que reemplazando V_{PA} según la expresión XIV.14.:

$$V_{PA} (- \frac{\omega_o}{s}) = \frac{K \cdot s^2}{s^2 + s \cdot (\omega_o/Q) + \omega_o^2} \cdot V_i \cdot (- \frac{\omega_o}{s}) = \frac{- K\ \omega_o\ s}{s^2 + s \cdot (\omega_o/Q) + \omega_o^2} V_i = V_{BP}$$

resultando una señal que es compatible con la salida de un filtro tipo Banda Pasante.

Por su parte en la tercer salida, es decir la señal a la salida del segundo circuito integrador es:

$$V_{PA}\left(-\frac{\omega_o^2}{s^2}\right) = \frac{K \cdot s^2}{s^2 + s \cdot (\omega_o/Q) + \omega_o^2} \cdot V_i \cdot \left(-\frac{\omega_o^2}{s^2}\right) = \frac{-K\ \omega_o^2}{s^2 + s \cdot (\omega_o/Q) + \omega_o^2}\, V_i = V_{PB}$$

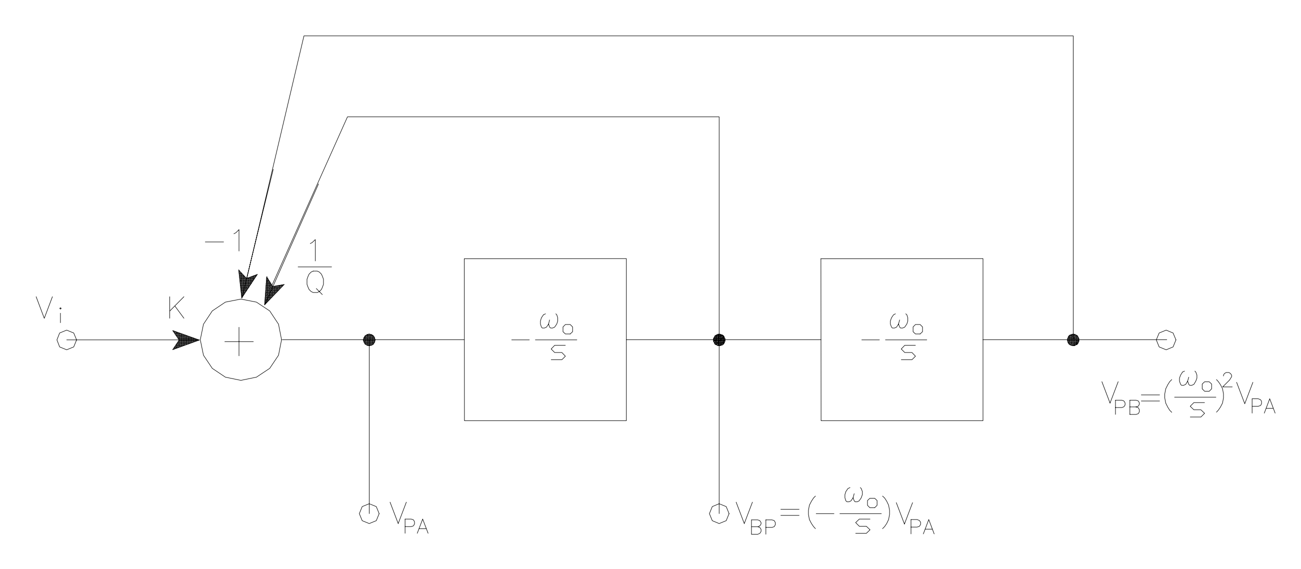


Figura XIV.33.

que se corresponde con la salida de un filtro tipo Pasa Bajos.

De lo precedente se deduce que con esta configuración se realizan las funciones de los tres tipos básicos de filtros, pasa altos, banda pasante y pasa bajos simultáneamente, lo que le confiere suma versatilidad motivo por el cual se la ha llamado FILTRO ACTIVO UNIVERSAL. Su realización práctica se puede llevar a cabo mediante el empleo de circuitos integradores operacional y un tercer operacional con las funciones de sumador/diferencial, tal como se indica en el esquema de circuito de la siguiente figura:

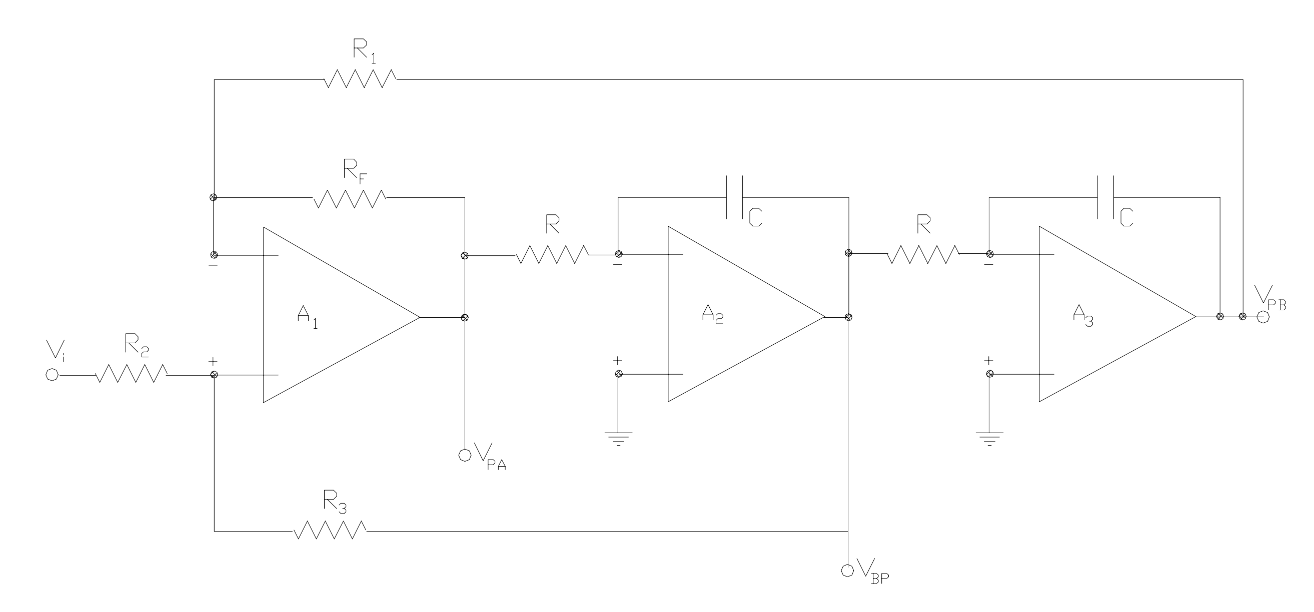


Figura XIV.34.

Dicho circuito es conocido como KERWIN-HUELSMAN-NEWCOMB o bicuadrado KHN y en él

$$\omega_o = \frac{1}{C.R}$$

Las componentes indicadas en el sumador de entrada de la figura XIV.33. surgirán si al aplicar el principio de superposición planteamos su salida como:

$$V_{PA} = V_i \, . \, \frac{R_3}{R_2 + R_3} \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) + \frac{R_2}{R_2 + R_3} \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) V_{PA} \left(- \frac{\omega_o}{s}\right) - \frac{R_F}{R_1} \, \frac{\omega_o^2}{s^2} \, V_{PA}$$

y comparando esta última con la expresión (XIV.15.), si hacemos: $R_F = R_l$

$$\frac{2 \, . \, R_3}{R_2 + R_3} = K \qquad y \qquad \frac{2 \, . \, R_2}{R_2 + R_3} = \frac{1}{Q}$$

de las que se deducen:

$$\frac{R_3}{R_2} = 2\,Q - 1 \qquad y \qquad K = 2 - \frac{1}{Q}$$

Para conseguir transferencias compatibles con las correspondientes a otras funciones de filtros, tal como la del filtro Elimina Banda o el Pasa Todo (desfasador) se pueden tomar las tres salidas del circuito Bicuadrado KHN e incorporarlas a un nuevo sumador, en este caso de tres entradas a base de un cuarto circuito amplificador operacional, tal como se indica figura XIV.35.

De esta forma:

$$V_o = -\left(\frac{R}{R_H} \, . \, V_{PA} + \frac{R}{R_B} \, . \, V_{BP} + \frac{R}{R_L} \, . \, V_{PB} \right)$$

entonces, reemplazando las funciones que corresponden a V_{PA} , V_{BP} y V_{PB} , la salida de este sumador es:

$$V_o = \frac{- K \left(\frac{R}{R_H} s^2 + \frac{R}{R_B} \omega_o \, . \, s + \frac{R}{R_L} \omega_o^2 \right)}{s^2 + s \, . \, (\omega_o/Q) + \omega_o^2} \, . \, V_i$$

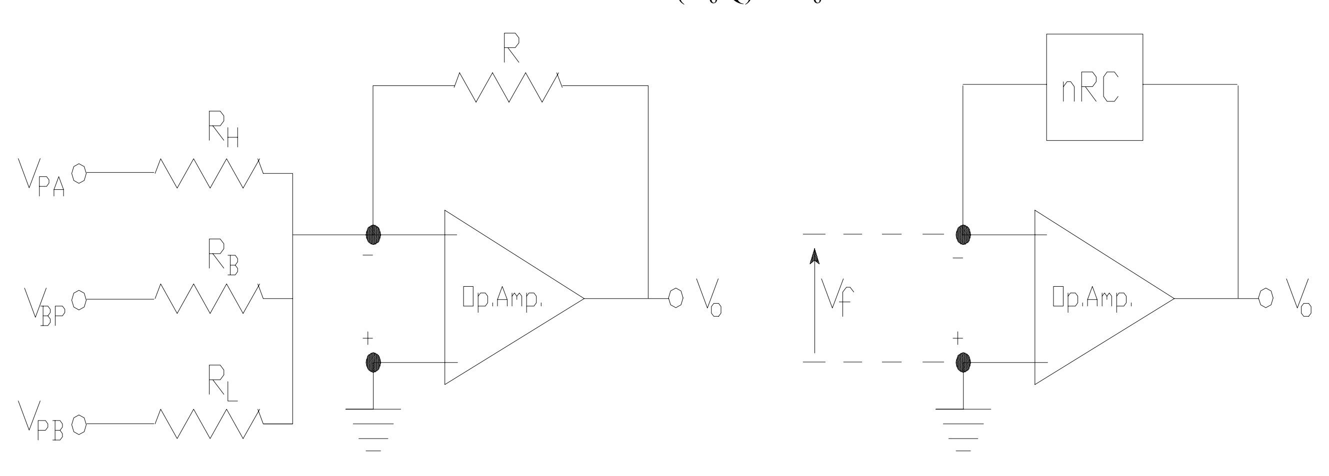


Figura XIV.35. Figura XIV.36.

En consecuencia, de acuerdo a lo que sea de interés lograr, se asignan los valores adecuados a los resistores R_H, R_B y R_L . Por ejemplo, si hacemos R infinito y $R_H = R_L = R$, se obtiene:

$$V_o = \frac{-K\ (s^2 + \omega_o^2)}{s^2 + s\,.\,(\omega_o/Q) + \omega_o^2}\,.\,V_i$$

que corresponde a la transferencia de un Filtro Elimina Banda de segundo orden.

Estos dispositivos bicuadrados son afectados por las características reales de los OpAmp, fundamentalmente su reducido ancho de banda y además resultan antieconómicos y poco convenientes cuando se encuentra limitado el consumo de fuente, dada la utilización de cuatro OpAmp.

XIV.7.-FILTROS ACTIVOS BICUADRADOS DE UN SOLO OPAMP:

En la figura XIV.36. se representa un esquema generalizado en el cual un OpAmp. es realimentado mediante una red nRC . Aquí la transferencia de la red nRC, o sea de la red de realimentación es:

$$\beta = \frac{V_F}{V_o} = \frac{N(s)}{D(s)}$$

de modo que las raíces del polinomio numerador N(s) son los ceros de transmisión de la red nRC y las raíces del polinomio denominador D(s) sus polos. Por tratarse de una red RC, todos los ceros de β deben ser reales y negativos, mientras que sus polos podrán ubicarse en cualquier lugar del plano complejo “s”.

La transferencia a lazo abierto, o bien como la llamáramos ya, la transferencia del lazo ($A\,.\,\beta$) resulta ser:

$$A\,.\,\beta = A\,.\,\frac{N(s)}{D(s)}$$

y en consecuencia la ecuación característica y Diferencia de retorno función de la frecuencia es:

$$Dif\,(s) = 1 + A\,.\beta = 1 + A\,.\,\frac{N(s)}{D(s)}$$

Como la transferencia a lazo cerrado es:

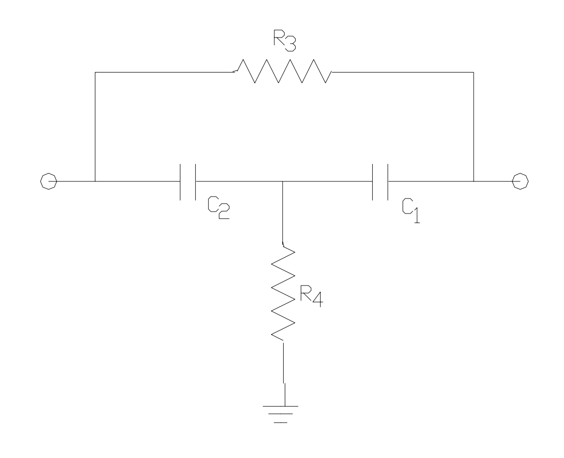
$$A_F = \frac{A}{Dif(s)}$$

La Dif(s) igualada a cero nos proporciona los polos de la función transferencia a lazo cerrado, es decir del filtro, por lo tanto para obtenerlos hacemos:

$$1 + A\,.\,\frac{N(s)}{D(s)} = 0 \quad \text{o bien} \quad \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{1}{A}$$

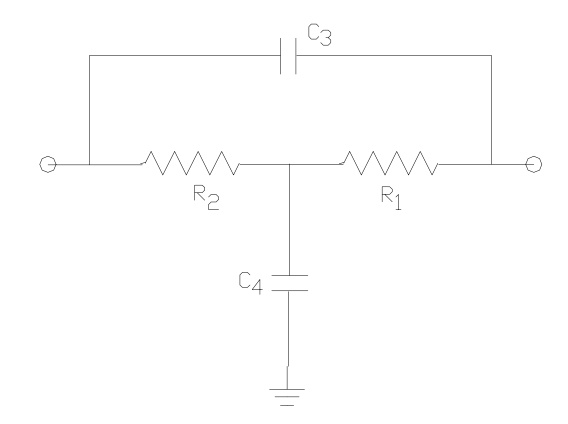
Si consideramos que A es infinito, dichos polos del filtro se obtienen con $N(s) = 0$. En conclusión, los polos del circuito filtro son los ceros de la red nRC.

Como nuestro objetivo es desarrollar un par de polos complejos conjugados para lograr el denominador de la función transferencia de cualquiera de los tipos de filtro, es necesario seleccionar una red nRC que tenga ceros de transmisión complejos conjugados. La configuración más sencilla de este tipo de redes son las de forma de T con puente, tal como la que se presenta en la figura XIV.37. o bien en la figura XIV.38. , en donde se indican asimismo las funciones transferencia determinadas con la salida a circuito abierto, para cada configuración:



$$\beta = \frac{s^2 + s\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)\frac{1}{R_3} + \frac{1}{C_1 C_2 R_3 R_4}}{s^2 + s\left(\frac{1}{C_1 R_3} + \frac{1}{C_2 R_3} + \frac{1}{C_1 R_4}\right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_3 R_4}}$$

Figura XIV.37.



$$\beta = \frac{s^2 + s\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)\frac{1}{C_4} + \frac{1}{R_1 R_2 C_3 C_4}}{s^2 + s\left(\frac{1}{C_4 R_1} + \frac{1}{C_4 R_2} + \frac{1}{C_3 R_2}\right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_3 C_4}}$$

Figura XIV.38.

De esta forma, si como ejemplo consideramos el circuito operacional que es el resultado de conectar la red en T con puente de la figura XIV.37. como red de realimentación de un OpAmp., y en él el polinomio denominador del filtro activo será igual al polinomio del numerador de la red en T con puente, entonces:

$$s^2 + s \,.\left(\frac{\omega_o}{Q}\right) + \omega_o^2 = s^2 + s \,.\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)\frac{1}{R_3} + \frac{1}{C_1 C_2 R_3 R_4}$$

lo que hace posible que obtengamos ω_o y Q como

$$\omega_o = \frac{1}{(C_1 C_2 R_3 R_4)^{0,5}}$$

$$Q = \left[\frac{(C_1 C_2 R_3 R_4)^{0,5}}{R_3}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)\right]^{-1}$$

Dicho circuito se observa en la figura XIV.39.En consecuencias si en estas últimas seleccionamos C_1=C_2 =C y también denotamos con $R_3 = R$ y con $R_4 = R/m$, al sustituir en las anteriores se puede determinar que:

$$M = 4\,Q^2 \qquad \text{y} \qquad C\,R = \frac{2 \,.\, Q}{\omega_o}$$

En el esquema de la figura XIV.39. lo único que falta es indicar en que punto se ha de ingresar la señal que se pretende filtrar. En tal sentido recordemos que tal cual lo planteáramos ya para los filtros RLC una fuente ideal de tensión conectada en un punto del circuito original que va conectado a masa no modifica la estructura de polos de dicho circuito y en esa situación se encuentra el resistor de resistencia R_4 en el circuito de la figura XIV.37. o el condensador C del circuito de la figura XIV.38.

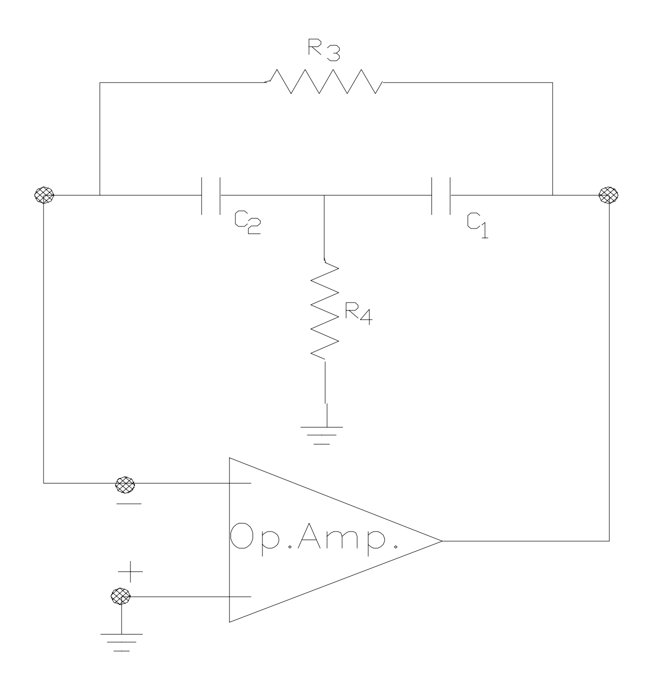


Figura XIV.39

En oportunidad de estudiarse las distintas funciones de filtro de los circuitos RLC se vió que dependiendo del (los) componentes a través del cual(les) la señal de entrada se inyecta, se obtienen diferentes ceros de transmisión por lo que aprovechando esa misma características y a título de ejemplo consideraremos el esquema que se presenta en la figura XIV.40.:

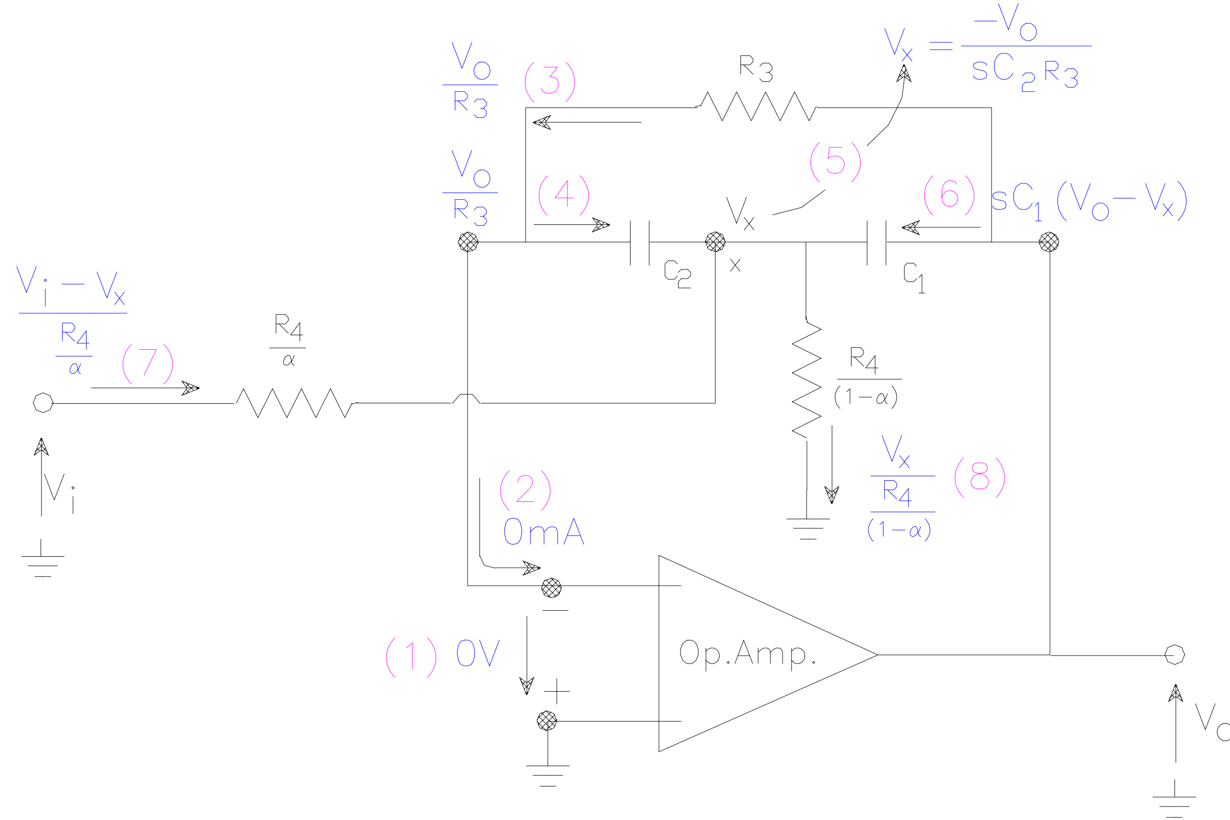


Figura XIV.40.

En este mismo esquema se han indicado con un número entre paréntesis la secuencia de pasos que permite analizar el comportamiento del mismo de modo que finalmente, al plantear la ecuación del nodo "x" del mismo, se obtiene:

$$\frac{V_o}{R_3} + s\,C\,(\,V\ -\ V\,) + \frac{(V_o\ -\ V_x)}{\dfrac{R_4}{\alpha}} - \frac{V_x}{\dfrac{R_4}{(1-\alpha)}} = 0$$

y reemplazando V_x por la ecuación del paso (5) se obtiene la expresión de la transferencia indicada seguidamente.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-s}{s^2 + s\,.\left(\dfrac{1}{C_1} + \dfrac{1}{C_2}\right)\dfrac{1}{R_3} + \dfrac{1}{C_1\,C_2\,R_3\,R_4}}\ .\left(\frac{\alpha}{C_1\,R_4}\right)$$

que es una función transferencia compatible con la correspondiente a un filtro de Banda Pasante cuya ganancia para su frecuencia central puede controlarse a través del factor α y en donde tal como se esperaba, el polinomio del denominador es idéntico al polinomio numerador de la transferencia de la red nRC transcripta en la figura XIV.37.

Siguiendo el mismo procedimiento detallado en los pasos indicados en la figura XIV.38., podrá demostrarse que los circuitos indicados en las figuras XIV.41. y XIV.42. corresponden respectivamente al filtro Pasa Altos o también conocido como uno de los circuitos de SALLEN y KEY o SAB (Filtro Bicuadrado de un solo Amplificador) y al filtro Pasa Bajos SAB.

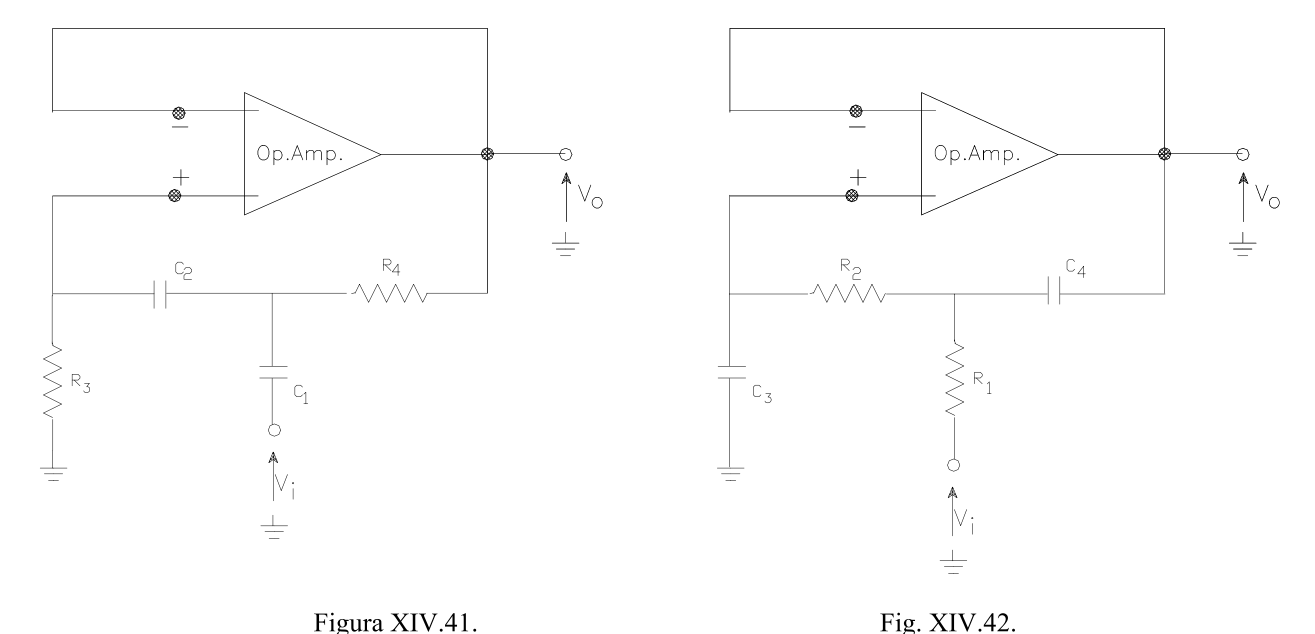


Figura XIV.41. Fig. XIV.42.

Estos circuitos recién analizados presentan la desventaja seria de que su factor de mérito Q es sumamente sensible, tanto a las variaciones debida a la tolerancia con que se llevan a cabo las redes nRC como a los limitados valores del ancho de banda de los circuitos OpAmp.

Asimismo comparten las desventaja con los restantes circuitos filtro estudiados en los apartados anteriores en cuanto a que demandan la incorporación de condensadores de relativo alto valor (con respecto a aquellos que pueden ser integrados en los IC), a punto tal que hacen difícil su producción en forma de circuitos integrados monolíticos, cuando no imposible. La búsqueda continua de un método de diseño de un filtro que se presente en una forma más natural a la puesta en práctica de circuitos integrados ha dado como respuesta la opción que se describe a continuación.

XIV.8.- FILTROS POR CONDENSADOR CONMUTADO - Su principio básico:

En esta tecnología el filtro de condensador conmutado se basa en que la formación de un condensador conmutado entre dos nodos de circuito, a una velocidad de conmutación lo suficientemente alta, es equivalente a un resistor que una a dichos dos nodos. Más específicamente, consideremos el circuito operacional integrador que hemos estudiado oportunamente. En la figura XIV.43. se ha sustituido el resistor de entrada (Rs) por un segundo condensador (C_1) a tierra en conjunto con dos transistores efecto de campo de canal inducido "n" a los cuales, en sus terminales de compuerta le aplicamos las señales de onda cuadrada v_1 y v_2 que detallamos en la misma figura.

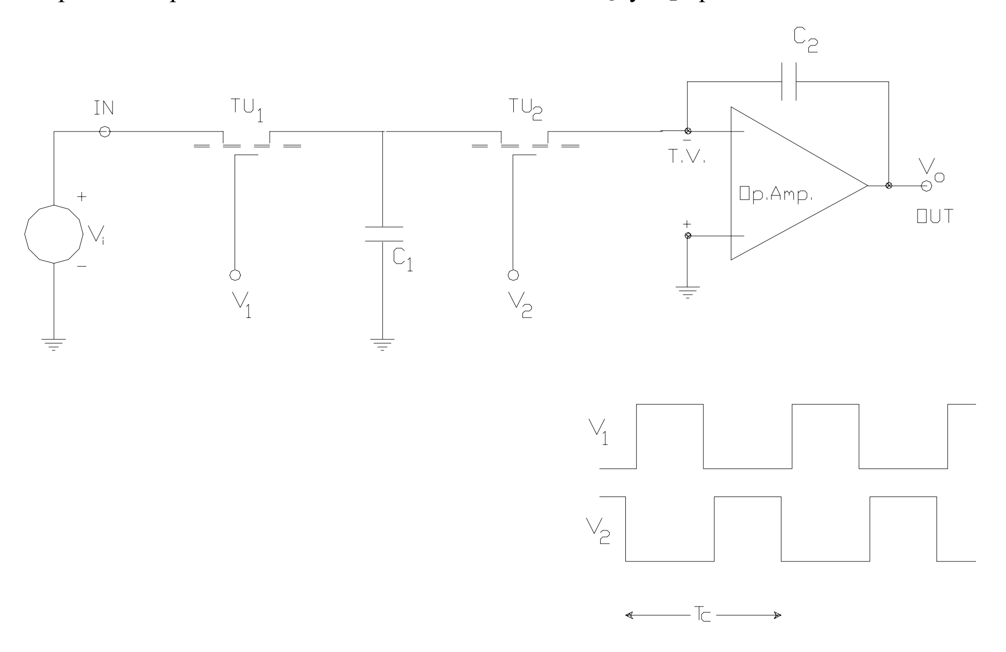


Figura XIV.43.

Durante el semiperíodo en que la señal v_1 se encuentra en alto, el MOSFET TU_1 posee su canal bloqueado en tanto que TU_2 se encuentra cortado. Durante ese lapso la fuente de excitación de entrada se vé cargada con el condensador C_2 que por consecuencia se carga. La interpretación de esta fase del funcionamiento la llevamos a cabo en el circuito equivalente de la figura XIV.44.a.

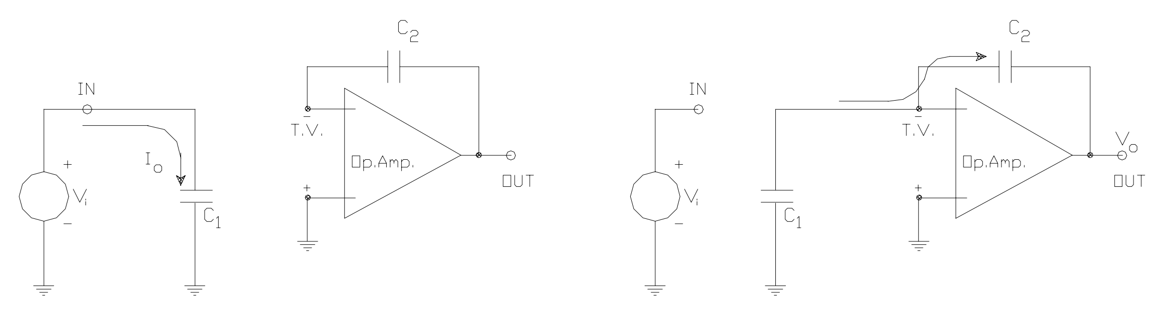


Figura XIV.44.a. Figura XIV.44.b.

En cambio durante el semiperíodo en que v_2 se encuentra en alto mientras TU_1 se encuentra cortado ahora el TU_2 es el que pasa a saturar por lo que el condensador C_1 comienza a descargarse y dada las características ideales en cuanto al OpAmp. lo hace a través de C_2 que por consecuencia se va cargando. El circuito equivalente de la figura XIV.44.b. representa dicha forma operativa.

De acuerdo a la anterior descripción se puede aceptar que durante cada período de reloj (Tc) de las señales que controlan los MOSFET, se extrae una cierta cantidad de carga (C_1 . v_i) de la fuente de excitación de entrada y se alimenta al condensador integrador C_2 . Entonces la corriente promedio que circula entre el nodo de entrada (In) y el terminal inversor del OpAmp. con características de Tierra Virtual es:

$$Io = \frac{C_1 \; . \; v_i}{Tc}$$

Si Tc es lo suficientemente corto (rápida velocidad de conmutación de los MOSFET) se puede pensar que este proceso es casi continuo y consecuentemente definir una resistencia equivalente que en efecto esta presente entre los nodos In y TV:

$$Req = \frac{v_i}{Io} = \frac{Tc}{C_i}$$

resistencia esta que en conjunto con C_2 y el OpAmp. conforman el bloque circuito operacional integrador básico que entonces puede reemplazar a tales circuitos que conforman los circuitos de filtro de segundo orden basados en la conexión en cascada de dos integradores y que ya hemos analizado. En la figura XIV.45., por ejemplo pueden compararse los esquemas correspondientes a un filtro bicuadrado RC activo de dos integradores en cascada y su equivalente de condensador conmutado:

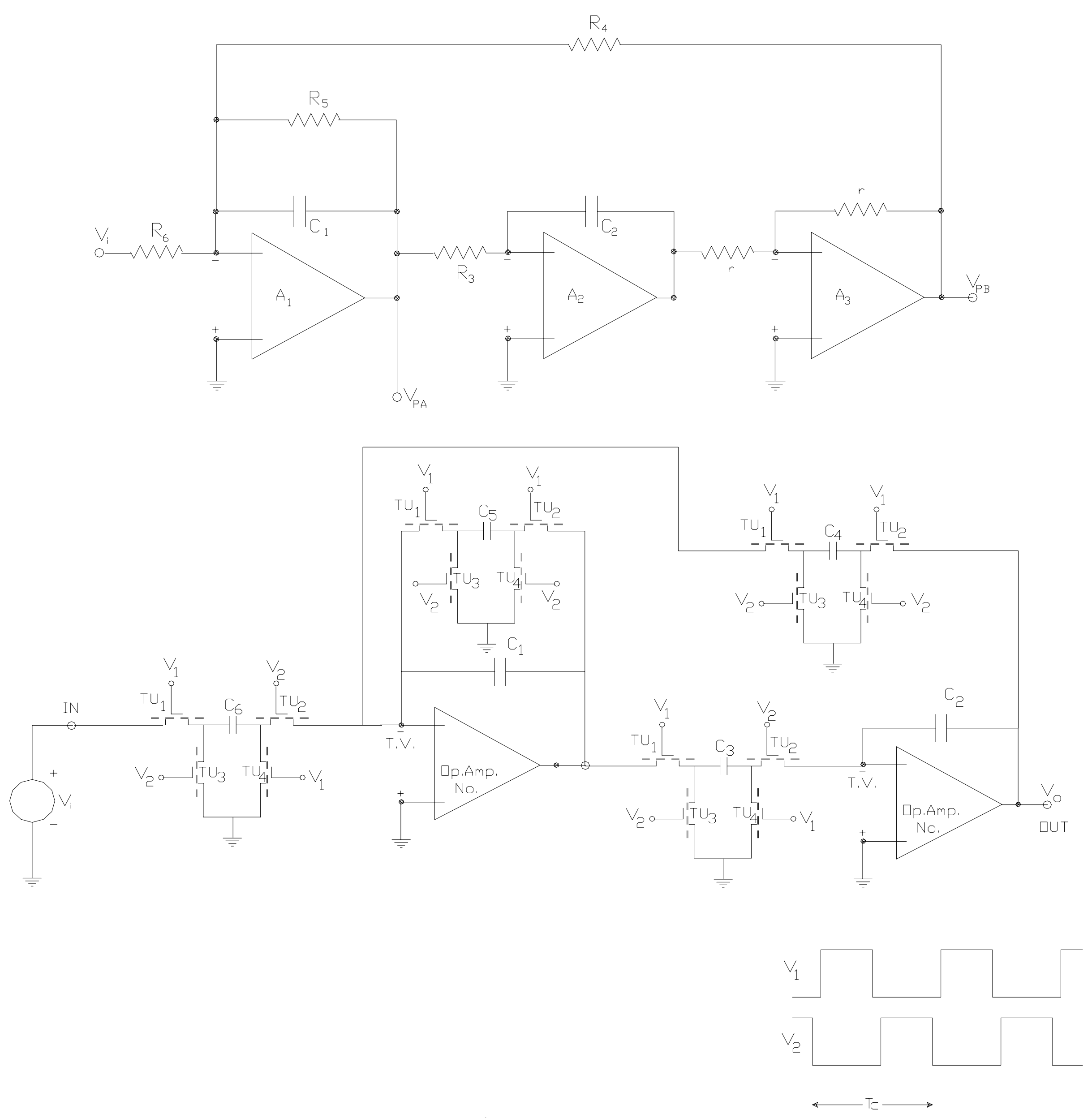


Fig. XIV.45.